

**UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE VALENCIA**

DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA



**▪ Aportaciones al diagnóstico de averías en motores eléctricos basados en el análisis avanzado de corrientes ▪**

**TESIS DOCTORAL**

Presentada por: D. Jesús Ángel Corral Hernández

Director: Dr. D. José Alfonso Antonino Daviu

- Valencia, Abril de 2018 -

## **Agradecimientos:**

En primer lugar me gustaría agradecer al Dr. José Alfonso Antonino Daviu el incontable tiempo e interés dedicados al asesoramiento y orientación de la presente tesis, pero ante todo el ejemplo como profesional recibido, tanto en el aspecto científico como en el personal.

Así mismo, agradecer a mis padres y hermanos, pero principalmente a mis padres, los valores que me han transmitido en la vida, y que son la base para conseguir las cosas que realmente importan.

Y finalmente a Ana, que cuanto más la conozco, veo con más claridad que la Ciencia no lo puede explicar todo.

## **Resumen:**

Se estima que actualmente existen más de 300 millones de motores eléctricos a nivel mundial, los cuales consumen cerca del 40% de la energía generada en el planeta. Los motores eléctricos participan en multitud de procesos industriales de muy diversa naturaleza y en todo tipo de sectores (industrias cementeras, petroquímicas, papeleras, textiles, alimentación, siderúrgicas...). Se hace difícil encontrar una aplicación industrial en la que estas máquinas no ejerzan un papel clave. Por si fuera poco, su uso es común también en otros sectores críticos, como las centrales de generación (incluyendo centrales de generación de energía renovable), hospitales, tracción eléctrica o incluso aeronáutica y robótica.

Dentro de los motores eléctricos industriales, los más extendidos son los motores de inducción o asíncronos y, dentro de ellos, los motores con rotor de jaula. Se trata de los motores más simples y económicos y, al mismo tiempo, son los más robustos y fiables, siendo su mantenimiento más reducido. Estos motores suponen más de 90% de las máquinas eléctricas rotativas industriales y su uso se extiende a innumerables aplicaciones, en las que tienen regímenes y condiciones de operación de muy diversa naturaleza (motores alimentados desde la red vs. motores alimentados a través de variador de frecuencia, motores operando en regímenes estables vs. motores con frecuentes transitorios, motores arrancados de forma directa vs. motores arrancados con sistemas auxiliares como arrancadores estáticos, motores con carga elevada vs. motores con carga reducida...).

A pesar de su robustez y fiabilidad, los motores de inducción están sujetos a posibles fallos o averías en sus diferentes partes o componentes. La ocurrencia de estas averías de forma inesperada puede acarrear consecuencias nefastas para la compañía involucrada: paradas de producción no planificadas, costes elevados de reparación de los motores averiados, tiempos de espera de repuestos o recambios, daño en la imagen de la empresa por incumplimiento de plazos de suministro a clientes, e incluso peligro para la seguridad de usuarios y procesos. Especialmente relevante es el caso de los motores de elevada potencia (de orden de cientos de kW o incluso MW). El coste de un motor con potencias en el rango de MW puede ascender a más de un millón de euros; inspecciones de los mismos que impliquen desmontaje y traslado al taller pueden suponer costes que ascienden a varias decenas de miles de euros y, lo que es todavía peor, fallos inesperados en estas máquinas pueden acarrear pérdidas de producción valoradas hasta en varios millones de euros (dependiendo, lógicamente, de la aplicación y proceso industrial en cuestión). Es por ello que resulta especialmente crítico para el mundo industrial la elaboración de técnicas avanzadas que permitan diagnosticar de forma fiable el estado de las diferentes partes de estos motores, evitando falsos diagnósticos que pudieran conllevar pérdidas millonarias.

A este respecto, según diversos estudios, los fallos más comunes en motores de inducción son los fallos en rodamientos, los fallos en el aislamiento del devanado estatórico y, en menor medida, los fallos en el rotor. Este último tipo de fallo incluye la rotura, agrietamiento o deformación de las barras o de los anillos de cortocircuito de la jaula rotórica. A pesar de que el porcentaje de fallos relacionados con el rotor pueda parecer no demasiado elevado (algunos autores lo sitúan en torno al 15-20% del total de averías), se trata de un fallo especialmente peligroso debido a una variedad de factores: Por un lado, el rotor es una parte interna de la máquina y los protocolos de mantenimiento del mismo son habitualmente reducidos, cuando no directamente inexistentes, con lo que con frecuencia su estado para inadvertido en muchas aplicaciones industriales. Por otro lado, aunque los fallos en el rotor no devienen habitualmente en consecuencias catastróficas inminentes (hay máquinas que pueden operar durante largos intervalos de tiempo con barras rotas), se han reportado casos en los que la avería sí ha conducido a fallos catastróficos inmediatos, como situaciones de protrusión de barras o de desprendimiento de fragmentos de barras rotas que han acabado dañando el aislamiento del estator. Estas averías han provocado pérdidas millonarias para las compañías involucradas. Finalmente, este tipo de fallo es más frecuente en motores de gran potencia, en los que las jaulas rotóricas se fabrican en base a barras o pletinas, usualmente de cobre, soldadas a los anillos de cortocircuito. Son estos motores los más caros, los más costosos de reparar y, usualmente, los más críticos en las aplicaciones en las que operan. Por todo ello, está plenamente justificado el estudio de esta avería, así como el esfuerzo que se ha venido dedicando durante estos últimos años al desarrollo de tecnologías robustas que permitan un diagnóstico fiable del estado del rotor y que sean capaces de detectar posibles averías en el mismo, cuando éstas se encuentran en estado todavía incipiente, de forma que se puedan planificar acciones efectivas de mantenimiento con suficiente antelación.

Dentro de las tecnologías utilizadas para el diagnóstico de la condición del rotor, las técnicas basadas en el análisis de la corriente demandada por el motor son las más extendidas. El método más utilizado se denomina *Motor Current Signature Analysis* (MCSA) y se basa en capturar la señal de corriente de una fase del motor mientras éste opera en régimen permanente y analizarla posteriormente mediante la transformada de Fourier; en el caso en que haya un fallo en el rotor, se amplifican las amplitudes de ciertos armónicos en el espectro de Fourier. La evaluación de las amplitudes de dichos armónicos permite determinar la salud del rotor. Si bien este método ha venido proporcionando resultados satisfactorios durante años, se han reportado multitud de casos en los que el método MCSA puede no ofrecer un diagnóstico concluyente, así como situaciones en las que dicho método conduce a diagnósticos erróneos (falsos positivos/falsos negativos).

Debido a estos inconvenientes, durante esta última década ha surgido una nueva variante de la técnica de análisis de corrientes que se basa en analizar la señal de corriente, ya no durante régimen de funcionamiento estable, sino bajo cualquier régimen de operación, incluyendo regímenes transitorios.



En este contexto, se ha demostrado que el análisis de la señal de corriente demandada por el motor durante el arranque proporciona información muy útil sobre el estado del rotor, evitando muchos de los inconvenientes del método MCSA. El objetivo de este nuevo enfoque es capturar la corriente de arranque y analizarla mediante herramientas especiales de análisis de señal (transformadas tiempo-frecuencia) con el objeto de detectar ‘patrones’ provocados por la avería en el rotor en los mapas tiempo-frecuencia resultantes de la aplicación de dichas transformadas. Se ha demostrado que esta nueva variante proporciona resultados muy satisfactorios en multitud de aplicaciones en las que la aplicación de MCSA no resulta adecuada (aplicaciones a velocidad variable) o en las que puede conllevar falsos diagnósticos (presencia de pares de carga oscilantes, motores con carga reducida, motores con conductos axiales de refrigeración, rotores de doble jaula, etc...).

A pesar de los avances en esta reciente metodología para el diagnóstico del rotor, existen algunos retos que continúan pendientes. Uno de estos retos es el que se ha abordado en la presente tesis y consiste en la aplicación y validación generalizada de la metodología basada en el análisis de la corriente de arranque para el caso de motores arrancados mediante arrancadores estáticos (también llamados arrancadores electrónicos o arrancadores suaves). A este respecto, se ha constatado el uso creciente de arrancadores estáticos en multitud de aplicaciones industriales. Éstos se emplean para arrancar el motor, suavizando las altas corrientes de arranque y mitigando con ello los efectos negativos que éstas pueden acarrear. A pesar de que puede pensarse que los arrancadores estáticos reducen la probabilidad de daños en el rotor (al ser el arranque más suave y las corrientes menos elevadas), se vienen reportando casos industriales de fallos en el rotor en motores arrancados mediante arrancadores estáticos, especialmente en motores de cierta potencia. Surge, por tanto un gran interés en comprobar si la nueva metodología de diagnóstico, basada en el análisis de la corriente de arranque, puede proporcionar diagnósticos satisfactorios de la condición del rotor en el caso de motores arrancados mediante estos accionamientos. En caso de que así fuera, se abriría un amplio espectro industrial para la aplicación de estas nuevas metodologías transitorias, que podría incluso sentar las bases para la incorporación futura de estas técnicas de diagnóstico dentro del propio arrancador electrónico.

La presente tesis aborda por primera vez esta problemática de forma rigurosa. La tesis se centra en la validación de una variante concreta de diagnóstico transitorio, la cual se basa en el análisis de la señal de corriente de arranque mediante la transformada wavelet discreta (Discrete Wavelet Transform, DWT). Se trata ésta de una transformada tiempo-frecuencia que cuenta con importantes ventajas a la hora de emplear la metodología de diagnóstico transitorio, dado que esta transformada resulta rápida de aplicar, la interpretación de sus resultados es simple y está disponible en paquetes comerciales convencionales como Matlab, con lo que cualquier usuario con un mínimo entrenamiento podría hacer uso de ella. Adicionalmente, esta transformada permite la introducción sencilla de indicadores para determinar el grado de severidad de la posible avería en el rotor, cuestión ésta que no resulta trivial con otras alternativas.

El objetivo principal de la tesis radica en validar de forma masiva la aplicabilidad de la técnica, haciendo uso de una gran cantidad de señales obtenidas a partir tanto de ensayos de laboratorio como de medidas con motores industriales. La idea subyacente ha sido comprobar la validez de la técnica en una amplia gama de situaciones, de forma que ello permitiera garantizar la generalidad de la misma. A tal efecto, se procede inicialmente a caracterizar de forma teórica los armónicos presentes en la señal de corriente, tanto en estado sano como en estado averiado, para el caso de motores arrancados mediante arrancador estático. Esto resulta crucial para poder interpretar posteriormente los análisis DWT que se efectuarán posteriormente sobre las señales de corriente de arranque capturadas. Posteriormente, se aborda la parte experimental, uno de los puntos fuertes de la presente tesis, dado que se han obtenido más de 900 señales de corriente de arranque en motores de laboratorio, utilizando hasta cinco modelos diferentes de arrancadores de distintos fabricantes y con variadas topologías y características. Para cada arrancador se han obtenido múltiples señales correspondientes a diferentes niveles de fallo en el rotor (motor sano, motor con una barra rota y motor con dos barras rotas). Para cada nivel de fallo, se han obtenido una variedad de señales mediante la variación de los parámetros de arranque (tensión inicial, duración de rampa...), así como de otras características operativas del motor (nivel de carga, tensión de suministro). El proceso experimental para obtener las citadas señales ha sido ingente, pero a la vez necesario para garantizar la generalidad de los resultados obtenidos posteriormente. Adicionalmente, se han obtenido múltiples señales en motores industriales accionados mediante arrancador, que operaban en industrias de sectores muy diversos (alimentación, plantas de depuración), con el fin de ratificar la validez de los resultados obtenidos con los motores de laboratorio. Se ha analizado, una por una, cada señal de corriente capturada, mediante la aplicación de la DWT, interpretando las señales wavelet resultantes y calculando el valor de un indicador de severidad de fallo propuesto en la presente tesis, el cual se basa en la computación de la energía de una señal wavelet concreta. En base a los resultados obtenidos, se ha efectuado un análisis riguroso de la influencia de diferentes factores sobre los resultados de la técnica, incluyendo parámetros como la topología del arrancador empleado, parámetros de arranque, nivel de tensión, etc...a objeto de determinar en qué grado de técnica se ve afectada por estos parámetros. Asimismo, se ha incluido un epígrafe final que ahonda en la automatización a la hora de aplicar la metodología propuesta, de forma que se evite, en la medida de lo posible, la necesidad de intervención de usuarios expertos para su aplicación. Este epígrafe se ha basado en una investigación conjunta con otros grupos internacionales.

Las conclusiones del trabajo resultan innovadoras, ya que nunca antes estos aspectos se han abordado en la literatura relativa al diagnóstico de la condición de motores eléctricos. Muchas de estas conclusiones son de gran interés para elaborar recomendaciones prácticas para la aplicación de la técnica a nivel industrial, como las relativas a la influencia del número de fases controladas, la elección de la fase monitorizada o la influencia del modelo de arrancador.

Al mismo tiempo, los resultados son prometedores, por cuanto prueban la validez de la metodología para detectar, no solamente la presencia de la avería, sino también para determinar la severidad del fallo en el rotor. Especialmente interesante es el hecho de que los resultados son más concluyentes si cabe en el caso de motores con arrancadores con control en las tres fases, que son los que normalmente se utilizan para mayores potencias.

La tesis se sustenta en dos artículos publicados en revistas internacionales indexadas (una de ellas de primer cuartil), así como en los diez artículos publicados en congresos internacionales de relevancia en el área, todos ellos esponsorizados por la institución IEEE.

La presente tesis doctoral se ha desarrollado en el contexto del proyecto de investigación “Combinación de Técnicas no Invasivas de Monitorización del Estado para el Desarrollo de Motores Eléctricos Inteligentes” financiado por el ‘Ministerio de Economía y Competitividad’ (MINECO) y del programa FEDER en el contexto de los ‘Proyectos I+D del Subprograma de Generación de Conocimiento, Programa Estatal de Fomento de la Investigación Científica y Técnica de Excelencia’ (ref: DPI2014-52842-P).”

## Resum:

S'estima que actualment existeixen més de 300 milions de motors elèctrics a nivell mundial, els quals consumeixen prop del 40 % de l'energia generada en el planeta. Els motors elèctrics participen en multitud de processos industrials de molt diversa naturalesa i en tot tipus de sectors (indústries cimenteres, petroquímiques, papereres, tèxtils, alimentació, siderúrgiques...). Es fa difícil trobar una aplicació industrial en la qual aquestes màquines no exercisquen un paper clau. Per si no fóra poc, el seu ús és comú també en altres sectors crítics, com les centrals de generació (incloent centrals de generació d'energia renovable), hospitals, tracció elèctrica o fins i tot aeronàutica i robòtica.

Dins dels motors elèctrics industrials, els més estesos són els motors d'inducció o asíncrons i, dins d'ells, els motors amb rotor de gàbia. Es tracta dels motors més simples i econòmics i, al mateix temps, són els més robusts i fiables, sent el seu manteniment més reduït. Aquests motors suposen més de 90 % de les màquines elèctriques rotatives industrials i el seu ús s'estén a innombrables aplicacions, en les quals tenen règims i condicions d'operació de molt diversa naturalesa (motors alimentats des de la xarxa vs. motors alimentats a través de variador de freqüència, motors operant en règims estables vs. motors amb freqüents transitoris, motors arrancats de forma directa vs. motors arrancats amb sistemes auxiliars com arrancadors estàtics, motors amb càrrega elevada vs. motors amb càrrega reduïda...).

Malgrat la seua robustesa i fiabilitat, els motors d'inducció estan subjectes a possibles fallades o avaries en les seues diferents parts o components. L'ocurrència d'aquestes avaries de forma inesperada pot implicar conseqüències nefastes per a la companyia involucrada: parades de producció no planificades, costos elevats de reparació dels motors avariats, temps d'espera de recanvis o recanvis, dany en la imatge de l'empresa per incompliment de terminis de subministrament a clients, i fins i tot perill per a la seguretat d'usuaris i processos. Especialment rellevant és el cas dels motors d'elevada potència (d'ordre de centenars de kW o fins i tot MW). El cost d'un motor amb potències en el rang de MW pot ascendir a més d'un milió d'euros; inspeccions dels mateixos que impliquen desmuntatge i trasllat al taller poden suposar costos que ascendeixen a diverses desenes de milers d'euros i, la qual cosa és encara pitjor, fallades inesperades en aquestes màquines poden implicar pèrdues de producció valorades en diversos milions d'euros (depenent, lògicament, de l'aplicació i procés industrial en qüestió). És per açò que resulta especialment crític per al món industrial l'elaboració de tècniques avançades que permeten diagnosticar de forma fiable l'estat de les diferents parts d'aquests motors, evitant falsos diagnòstics que pogueren comportar pèrdues milionàries.

Referent a açò, segons diversos estudis, les fallades més comunes en motors d'inducció són les fallades en rodaments, les fallades en l'aïllament del debanament estatòric i, en menor mesura, les fallades en el rotor. Aquest últim tipus de fallada inclou el trencament, clavillament o deformació de les barres o dels anells de curtcircuit de la gàbia rotòrica. Tot i que el percentatge de fallades relacionades amb el rotor puga semblar no massa elevat (alguns autors ho situen al voltant del 15-20% del total d'avaries), es tracta d'una fallada especialment perillosa a causa d'una varietat de factors:

D'una banda, el rotor és una part interna de la màquina i els protocols de manteniment del mateix són habitualment reduïts, quan no directament inexistents, amb la qual cosa, amb freqüència el seu estat passa inadvertit en moltes aplicacions industrials. D'altra banda, encara que les fallades en el rotor no esdevenen habitualment en conseqüències catastròfiques imminents (hi ha màquines que poden operar durant llargs intervals de temps amb barres trencades), s'han reportat casos en els quals l'avaria sí ha conduït a fallades catastròfiques immediates, com a situacions de protrusió de barres o de despreniment de fragments de barres trencades que han acabat danyant l'aïllament de l'estator. Aquestes avaries han provocat pèrdues milionàries per a les companyies involucrades. Finalment, aquest tipus de fallada és més freqüent en motors de gran potència, en els quals les gàbies rotòriques es fabriquen sobre la base de barres o platines, usualment de coure, soldades als anells de curtcircuit. Són aquests motors els més cars, els més costosos de reparar i, usualment, els més crítics en les aplicacions en les quals operen. Per tot açò, està plenament justificat l'estudi d'aquesta avaria, així com l'esforç que s'ha vingut dedicant durant aquests darrers anys al desenvolupament de tecnologies robustes que permeten un diagnòstic fiable de l'estat del rotor i que siguin capaços de detectar possibles avaries en el mateix, quan aquestes es troben en estat encara incipient, de manera que es puguin planificar accions efectives de manteniment amb suficient antelació.

Dins de les tecnologies utilitzades per al diagnòstic de la condició del rotor, les tècniques basades en l'anàlisi del corrent demandat pel motor són les més esteses. El mètode més utilitzat es denomina Motor Current Signature Analysis (MCSA) i es basa a capturar el senyal de corrent d'una fase del motor mentre aquest opera en règim permanent i analitzar-la posteriorment mitjançant la transformada de Fourier; en el cas en què hi haja una fallada en el rotor, s'amplifiquen les amplituds de certs harmònics en l'espectre de Fourier. L'avaluació de les amplituds de dites harmòniques permet determinar la salut del rotor. Si bé aquest mètode ha vingut proporcionant resultats satisfactoris durant anys, s'han reportat multitud de casos en els quals el mètode MCSA pot no oferir un diagnòstic concloent, així com situacions en les quals aquest mètode condueix a diagnòstics erronis (falsos positius/falsos negatius).

A causa d'aquests inconvenients, durant aquesta última dècada ha sorgit una nova variant de la tècnica d'anàlisi de corrents que es basa a analitzar el senyal de corrent, ja no durant el règim de funcionament estable, sinó sota qualsevol regim d'operació, incloent règims transitoris.

En aquest context, s'ha demostrat que l'anàlisi del senyal de corrent demandat pel motor durant l'arrancada proporciona informació molt útil sobre l'estat del rotor, evitant molts dels inconvenients del mètode MCSA. L'objectiu d'aquest nou enfocament és capturar el corrent d'arrancada i analitzar-lo mitjançant eines especials d'anàlisi de senyal (transformades temps-freqüència) amb l'objecte de detectar 'patrons' provocats per l'avaría en el rotor en els mapes temps-freqüència resultants de l'aplicació d'aquestes transformades. S'ha demostrat que aquesta nova variant proporciona resultats molt satisfactoris en multitud d'aplicacions en les quals l'aplicació de MCSA no resulta adequada (aplicacions a velocitat variable) o en les quals pot comportar falsos diagnòstics (presència de parells de càrrega oscil·lants, motors amb càrrega reduïda, motors amb conductes axials de refrigeració, rotors de doble gàbia, etc...).

Malgrat els avanços en aquesta recent metodologia per al diagnòstic del rotor, existeixen alguns reptes que continuen pendents. Un d'aquests reptes és el que s'ha abordat en la present tesi i consisteix en l'aplicació i validació generalitzada de la metodologia basada en l'anàlisi del corrent d'arrancada per al cas de motors arrancats mitjançant arrancadors estàtics (també anomenats arrancadors electrònics o arrancadors suaus). Referent a açò, s'ha constatat l'ús creixent de arrancadors estàtics en multitud d'aplicacions industrials. Aquests s'empren per a arrancar el motor, suavitzant els alts corrents d'arrancada i mitigant amb açò els efectes negatius que aquestes poden implicar. Tot i que pot pensar-se que els arrancadors estàtics redueixen la probabilitat de danys en el rotor (en ser l'arrancada més suau i els corrents menys elevats), es vénen reportant casos industrials de fallades en el rotor en motors arrancats mitjançant arrancadors estàtics, especialment en motors de certa potència. Sorgeix, per tant un gran interès a comprovar si la nova metodologia de diagnòstic, basada en l'anàlisi del corrent d'arrancada, pot proporcionar diagnòstics satisfactoris de la condició del rotor en el cas de motors arrancats mitjançant aquests accionaments. En cas que així fóra, s'obriria un ampli espectre industrial per a l'aplicació d'aquestes noves metodologies transitòries, que podria fins i tot seure les bases per a la incorporació futura d'aquestes tècniques de diagnòstic dins del propi arrancador electrònic.

La present tesi aborda per primera vegada aquesta problemàtica de forma rigorosa. La tesi se centra en la validació d'una variant concreta de diagnòstic transitori, la qual es basa en l'anàlisi del senyal de corrent d'arrancada mitjançant la transformada wavelet discreta (Discrete Wavelet Transform, DWT). Es tracta aquesta d'una transformada temps-freqüència que compta amb importants avantatges a l'hora d'emprar la metodologia de diagnòstic transitori, atès que aquesta transformada resulta ràpida d'aplicar, la interpretació dels seus resultats és simple i està disponible en paquets comercials convencionals com Matlab, amb el què qualsevol usuari amb un mínim entrenament podria fer-ne ús. Addicionalment, aquesta transformada permet la introducció senzilla d'indicadors per a determinar el grau de severitat de la possible avaría en el rotor, qüestió aquesta que no resulta trivial amb altres alternatives.

L'objectiu principal de la tesi radica a validar de forma massiva l'aplicabilitat de la tècnica, fent ús d'una gran quantitat de senyals obtinguts a partir tant d'assajos de laboratori com de mesures amb motors industrials. La idea subjacent ha sigut comprovar la validesa de la tècnica en una àmplia gamma de situacions, de manera que açò permetera garantir la generalitat de la mateixa. A aquest efecte, es procedeix inicialment a caracteritzar de forma teòrica els harmònics presents en el senyal de corrent, tant en estat sa com en estat avariats, per al cas de motors arrancats mitjançant arrancador estàtic. Açò resulta crucial per a poder interpretar posteriorment les anàlisis DWT que s'efectuaran posteriorment sobre els senyals de corrent d'arrancada capturades. Posteriorment, s'aborda la part experimental, un dels punts forts de la present tesi, atès que s'han obtingut més de 900 senyals de corrent d'arrancada en motors de laboratori, utilitzant fins a cinc models diferents de arrancadors de diferents fabricants i amb variades topologies i característiques. Per a cada arrancador s'han obtingut múltiples senyals corresponents a diferents nivells de fallada en el rotor (motor sa, motor amb una barra trencada i motor amb dues barres trencades). Per a cada nivell de fallada, s'han obtingut una varietat de senyals mitjançant la variació dels paràmetres d'arrancada (tensió inicial, durada de rampa...), així com d'altres característiques operatives del motor (nivell de càrrega, tensió de subministrament). El procés experimental per a obtenir els citats senyals ha sigut ingent, però alhora necessari per a garantir la generalitat dels resultats obtinguts posteriorment. Addicionalment, s'han obtingut múltiples senyals en motors industrials accionats mitjançant arrancador, que operaven en indústries de sectors molt diversos (alimentació, plantes de depuració), amb la finalitat de ratificar la validesa dels resultats obtinguts amb els motors de laboratori. S'ha analitzat, una per una, cada senyal de corrent capturat, mitjançant l'aplicació de la DWT, interpretant els senyals wavelet resultants i calculant el valor d'un indicador de severitat de fallada proposada en la present tesi, el qual es basa en la computació de l'energia d'un senyal wavelet concreta. Sobre la base dels resultats obtinguts, s'ha efectuat una anàlisi rigorosa de la influència de diferents factors sobre els resultats de la tècnica, incloent paràmetres com la topologia del arrancador emprat, paràmetres d'arrancada, nivell de tensió, etc...a objecte de determinar en quin grau de tècnica es veu afectada per aquests paràmetres. Així mateix, s'ha inclòs un epígraf final que aprofundeix en l'automatització a l'hora d'aplicar la metodologia proposada, de manera que s'evite, en la mesura del possible, la necessitat d'intervenció d'usuaris experts per a la seua aplicació. Aquest epígraf s'ha basat en una recerca conjunta amb altres grups internacionals.

Les conclusions del treball resulten innovadores, ja que mai abans, aquests aspectes s'han abordat en la literatura relativa al diagnòstic de la condició de motors elèctrics. Moltes d'aquestes conclusions són de gran interès per a elaborar recomanacions pràctiques per a l'aplicació de la tècnica a nivell industrial, com les relatives a la influència del nombre de fases controlades, l'elecció de la fase monitoritzada o la influència del model de arrancador.

Alhora, els resultats són prometedors, puix que proven la validesa de la metodologia per a detectar, no sols la presència de l'avaria, sinó també per a determinar la severitat de la fallada en el rotor. Especialment interessant és el fet que els resultats són més concloents, si açó és possible, en el cas de motors amb arrancadors amb control en les tres fases, que són els que normalment s'utilitzen per a majors potències.

La tesi se sustenta en dos articles publicats en revistes internacionals indexades (una d'elles de primer quartil), així com en els deu articles publicats en congressos internacionals de rellevància en l'àrea, tots ells esponsoritzats per la institució IEEE.

La present tesi doctoral s'ha desenvolupat en el context del projecte de recerca “Combinació de Tècniques no Invasives de Monitoratge de l'Estat per al Desenvolupament de Motors Elèctrics Intel·ligents” finançat pel ‘Ministeri d'Economia i Competitivitat’ (MINECO) i del programa FEDER en el context dels ‘Projectes R+D del Subprograma de Generació de Coneixement, Programa Estatal de Foment de la Recerca Científica i Tècnica d'Excel·lència’ (ref: \*DPI2014-52842-P).”



## Summary:

It is estimated that more than 300 million electric motors exist today which consume about 40% of the energy generated on the planet. Electric motors are employed in a multitude of different types of industrial processes in every kind of sector (cement, petrochemical, textile, steel, paper and food industries...). It would be difficult to find an industry in which these machines do not play a key role. And if that was not enough, their use is also essential in other critical sectors, such as power plants (including power plants with renewable energy), hospitals, electric traction and even in aeronautics and robotics.

Of the electrical industrial motors, the most widespread are the induction or asynchronous motors, and among those, the motors with a squirrel-cage rotor. These are the simplest and most affordable, as well as the most robust and reliable, reducing their maintenance needs. These engines account for more than 90% of the industrial rotating electric machines and their use extends to innumerable applications, in which they have very diverse regimes and operating conditions (motors powered from the network vs. motors powered through frequency inverter, motors operating in stable regimes vs. engines with frequent transients, engines started directly vs. engines with auxiliary systems such as static starters, motors with high load vs. engines with reduced load ...).

In spite of their robustness and reliability, induction motors are subject to possible failures or breakdowns in their different parts or components. The occurrence of these unexpected breakdowns can have dire consequences for the company involved: unplanned production stops, high repair costs of damaged engines, waiting times for spare parts and repairs, damage to the image of the company for breach of terms of supply to customers, and even danger for the users in the various processes. Especially relevant is the case of high power motors (those with hundreds of kW or even MW). The cost of a motor with powers in the range of MW can amount to more than one million euros; inspections that involve dismantling and transfer to the workshop can cost several tens of thousands of euros and, even worse, unexpected failures in these machines can lead to production losses valued up to several million euros (depending, logically, on the application and industrial process in question). That is why it is especially critical for the industrial world to develop advanced techniques to diagnose reliably the state of different parts of these engines, avoiding false diagnoses that could lead to millions of euros in losses.

In this respect, according to various studies, the most common failures in induction motors are bearing failures, failures of the isolation of the winding stator and, to a lesser extent, rotor failure. The latter failure includes the breaking, cracking or deformation of the bars or the rings of the shortcircuit of the rotor cage. Although the percentage of failures related to the rotor may not seem high (some authors place it around 15-20% of breakdowns) it is an especially dangerous failure due to various factors:

On one hand, the rotor is an internal part of the machine and the protocols of maintenance are usually fewer, when not completely non-existent, and because of this, its condition frequently goes unnoticed. On the other hand, even though the failures of the rotor do not habitually become imminently catastrophic, (there are machines which can operate for long intervals of time with broken bars) there have been reported cases in which the breakdown has resulted in immediate catastrophe, situations in which the protrusion of the bars or the detachment of fragments of broken bars that have ended up damaging the isolation of the stator. These breakdowns have caused the loss of millions of euros for the companies involved.

Finally, this type of failure is more frequent in motors with high horsepower, in which the squirrel-cages are manufactured at the base to bars or plates, usually of copper, welded to the short circuit rings. It is these motors, the most costly to repair, and usually the most critical to the applications in which they operate. For all these reasons, the study of this breakdown is well justified, as well as the effort which has been devoted during these recent years to the development of robust technologies that allow a reliable diagnosis of the state of the rotor and that are able to detect possible breakdowns in it when they are still in their infancy, so that effective maintenance actions can be planned sufficiently well in advance.

Among the utilized technologies for the diagnosis of the condition of the rotor, the basic methods in the analysis of the demanded current for the motor are the most widespread. The method most utilized is called Motor Current Signature Analysis (MCSA) and is based in the capture of the signal of the current of a phase of the motor while it operates in permanent program and later analysis through the transformation of Fourier; if there is a failure of the rotor, the amplitude of certain harmonics in the spectrum of Fourier is raised. The evaluation of these said harmonics allows the determination of the health of the rotor. While this method has provided satisfactory results over the years, there have been some cases in which this method did not offer a conclusive diagnosis, as well as cases in which the achieved diagnosis was erroneous (false positive/ false negative).

Due to these inconveniences, during the last decade a new variant of technical analysis of currents has arisen which is based on the analysis of the signal of the current, not during the program of stable functioning, but under any program of operation, including temporary programs. In this context, it has been shown that the analysis of the demanded current signal by the engine during start-up provides very useful information about the state of the rotor, avoiding many of the disadvantages of the MCSA method. The objective of this new focus is to capture the start-up current and analyze it using specialized tools of signal analysis (time-frequency transformations) for the purpose of detecting “patterns” caused by the breakdown of the rotor in the time-frequency maps resulting from the application of the said transformations. It has been shown that this new variant of the method gives very satisfactory results in a multitude of applications where the use of MCSA was not adequate (applications at variable velocity) or in those which can result in false diagnostics (presence of oscillating load pairs, engines with reduced load, engines with axial cooling ducts, rotors with double squirrel-cage, etc ...).

Despite the advances in this recent methodology for diagnosing the rotor, there are still certain challenges which have not been resolved. One of these challenges is the one that has been addressed in this thesis and consists of the application and generalized validation of the methodology based on the analysis of the starting current for the case of engines started by static starters (also called electronic starters or soft starters). In this regard, the increasing use of static starters in a multitude of industrial applications has been verified. They are used to start the engine, softening the high starting currents and thereby mitigating the negative effects that these can bring. Despite the fact that the static starters are thought to reduce the likelihood of damage in the rotor (being the smoothest starter and having the least amount of current), industrial cases have been reported of rotor failures in motors started by static starters, especially in motors of certain power. Therefore a great interest has arisen in checking whether the new diagnostic methodology, based on the analysis of the starting current, can provide satisfactory diagnoses of the condition of the rotor in the case of engines started by these drives.

If so, it would open a broad industrial spectrum for the application of these new transitory methodologies that could even lay the foundations for the future incorporation of these techniques in diagnosis within the electronic starter itself. This thesis deals with this problem in a rigorous way for the first time. The thesis focuses on the validation of a specific variant of transient diagnosis, which is based on the analysis of the start current signal by the discrete transformed wavelet(DWT). It is a time-frequency transformation that has important advantages when using the methodology of transient diagnosis. Given that this transformation is quick to apply, the interpretation of its results is simple and available in conventional commercial packages like Matlab, which any user with a minimum training could utilize. Additionally, this transformer allows the simple introduction of indicators to determine the degree of severity of the possible breakdown in the rotor, a question that is not trivial with other alternatives. The main objective of the thesis is to validate in a broad way the applicability of the technique, making use of a large number of signals obtained from both laboratory tests as well as measurements with industrial engines. The underlying idea has been to check the validity of the technique in a wide range of situations, in that this would guarantee the generality of it. To this end, we proceed initially to characterize theoretically the harmonics present in the signal of current, both in a healthy state and in a damaged state, in the case of engines started by a static starter. This is crucial to be able to interpret subsequently the DWT analyses that will be carried out later on the signals of the start current captured. Subsequently, the experimental part is addressed, one of the strengths of this thesis, given that more than 900 signals have been obtained of starting current in laboratory motors, using up to five models of different starters from different manufacturers and with varied topologies and characteristics. Multiple corresponding signals have been obtained for each starter at different levels of rotor failure (healthy motor, motor with a broken bar and motor with two broken bars).

For each level of failure, a variety of signals have been obtained by varying the starting parameters (initial tension, duration of ramp ...), as well as other operating characteristics of the motor (load level, voltage of supply). The experimental process to obtain the mentioned signals has been enormous, but at the same time necessary to guarantee the generality of the results obtained later. Additionally, multiple signals have been obtained in industrial engines powered by a starter, which operated in industries of very diverse sectors (food, depuration plants), in order to ratify the validity of the results obtained with the laboratory engines. It has been analyzed, one by one, each current signal captured, by applying the DWT, interpreting the resulting wavelet signals and calculating the value of a failure severity indicator proposed in this thesis, which is based on the computation of the energy of a concrete wavelet signal. Based on the results obtained, a rigorous analysis has been carried out of the influence of different factors on the results of the technique, including parameters such as the starter topology used, parameters of starter, level of tension, etc ... in order to determine the degree of technique affected by these parameters. Likewise, a final section has been included that delves into automation when applying the proposed methodology, so that, as far as possible, the need for expert user intervention for their application can be avoided. This section has been based on joint research with other international groups.

The conclusions of the work are innovative, since never before have these aspects been addressed in the literature relative to the diagnosis of electric motor condition. Many of these conclusions are of great interest to elaborate practical recommendations for the application of the technique at the industrial level, such as relating to the influence of the number of controlled phases, the choice of phase monitored or the influence of the starter model.

At the same time, the results are promising, as they prove the validity of the methodology to detect, not only the presence of the breakdown, but also to determine the severity of the failure in the rotor. Especially interesting is the fact that the results are more conclusive in the case of engines with starters with control in all three phases, which are what are normally used for more powerful motors. The thesis is based on two articles published in indexed international journals (one of them of first quartile), as well as in the ten articles published in international congresses of relevance in the area, all of them sponsored by the IEEE institution.

The present doctoral thesis has been developed in the context of the project of investigation "Combination of Non-Invasive Techniques of State Monitoring for the Development of Intelligent Electric Motors" financed by the Ministry of Economy and Competitiveness (MINECO) and the ERDF program in the context of 'R & D Projects of the Subprogram of Knowledge Generation, State Program of Promotion of Scientific and Technical Research of Excellence '(ref: DPI2014-52842-P). "

# ÍNDICE GENERAL

## MEMORIA

<b>CAPÍTULO 1. INTRODUCCIÓN.....</b>	<b>1</b>
1.1. OBJETIVOS DE LA TESIS.....	1
1.2. ORGANIZACIÓN Y DESARROLLO DE LA TESIS.....	4
<b>CAPÍTULO 2. ESTADO DEL ARTE.....</b>	<b>7</b>
2.1. BREVE INTRODUCCIÓN AL MOTOR DE INDUCCIÓN.....	7
2.1.1. PRINCIPALES ELEMENTOS CONSTRUCTIVOS Y PRINCIPIOS BÁSICOS DE FUNCIONAMIENTO.....	8
2.2. MANTENIMIENTO DE MOTORES DE INDUCCIÓN.....	14
2.2.1. TIPOS DE FALLO MÁS COMUNES EN MOTORES DE INDUCCIÓN.....	18
2.2.2. TÉCNICAS DE DIAGNÓSTICO PREDICTIVO DE MOTORES DE INDUCCIÓN.....	31
2.2.2.1. Técnicas dinámicas.....	31
2.2.2.1.1. Termografía infrarroja.....	31
2.2.2.1.2. Análisis espectral de vibraciones.....	33
2.2.2.1.3. Análisis de la corriente.....	35
2.2.2.1.4. Análisis del flujo magnético.....	56
2.2.2.1.5. Otras técnicas dinámicas.....	58
2.2.2.2. Ensayos estáticos.....	60
2.3. EL ARRANQUE EN MOTORES DE INDUCCIÓN INDUSTRIALES.....	62
2.3.1. IMPORTANCIA DEL ARRANQUE.....	62
2.3.2. DISTINTOS TIPOS DE ARRANQUE.....	63
2.4. ARRANQUE MEDIANTE ARRANCADOR ESTÁTICO.....	69
2.4.1. PRINCIPALES CARACTERÍSTICAS. VENTAJAS Y DESVENTAJAS DEL USO DE ARRANCADORES ESTÁTICOS.....	71
2.4.2. PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO Y PRINCIPALES ELEMENTOS DEL ARRANCADOR ESTÁTICO.....	75
2.4.2.1. Bloque de potencia.....	76
2.4.2.2. Bloque de control.....	77
2.4.3. TOPOLOGÍAS DEL CIRCUITO DE POTENCIA DE LOS ARRANCADORES ESTÁTICOS.....	82
2.4.4. MODELOS Y PRINCIPALES CARACTERÍSTICAS DE LOS ARRANCADORES INDUSTRIALES UTILIZADOS EN LOS EXPERIMENTOS.....	84

<b>CAPÍTULO 3. CARACTERIZACIÓN DE LOS ARMÓNICOS EN LA CORRIENTE DE MOTORES ARRANCADOS MEDIANTE ARRANCADOR ESTÁTICO.....</b>	<b>89</b>
3.1. INTRODUCCIÓN.....	89
3.2. ARMÓNICOS DE CORRIENTE PRESENTES EN ESTADO SANO.....	91
3.2.1. ARMÓNICOS DEBIDOS A CARACTERISICAS CONSTRUCTIVAS DEL MOTOR.....	91
3.2.1.1. Armónicos de Ranura de Rotor (RSH).....	91
3.2.1.2. Armónicos de Permeancia de Ranura (SPH).....	92
3.2.1.3. Armónicos de Saturación (SH).....	93
3.2.1.4. Evoluciones tiempo-frecuencia de los PSH durante el arranque.....	95
3.2.2. ARMÓNICOS INTRODUCIDOS POR LA RED DE SUMINISTRO.....	98
3.2.2.1. Armónicos de devanado (WH). 98	
3.2.2.2. Evoluciones tiempo-frecuencia de los WH durante el arranque. 100	
3.2.3. ARMÓNICOS CAUSADOS POR LAS CONDICIONES DE OPERACIÓN DEL MOTOR.....	101
3.2.3.1. Armónicos debidos a las condiciones de operación.....	101
3.2.3.2. Evoluciones tiempo-frecuencia de los armónicos debidos a condiciones de operación durante el arranque.....	102
3.2.4. ARMÓNICOS ASOCIADOS A LA CARGA O AL SISTEMA DE TRANSMISION EMPLEADO.....	103
3.2.4.1. Armónicos causados por la carga.....	103
3.2.4.2. Armónicos asociados al sistema de transmisión.....	105
3.2.4.3. Evoluciones tiempo-frecuencia de los armónicos causados por la carga/sistema de transmisión durante el arranque.....	107
3.3. ARMÓNICOS INTRODUCIDOS POR LAS DISTINTAS AVERIAS.....	108
3.3.1. ARMÓNICOS ASOCIADOS A FALLOS EN EL ROTOR.....	108
3.3.1.1. Armónicos amplificados en el espectro de la corriente en régimen permanente.....	108
3.3.1.2. Evoluciones tiempo-frecuencia durante el arranque de los armónicos asociados a fallos en el rotor.....	112
3.3.2. ARMÓNICOS ASOCIADOS A EXCENTRICIDADES.....	115
3.3.2.1. Armónicos amplificados en el espectro de la corriente en régimen permanente.....	115
3.3.2.2. Evoluciones tiempo-frecuencia durante el arranque de los armónicos asociados a excentricidades.....	117
3.3.3. ARMÓNICOS ASOCIADOS A FALLOS EN RODAMIENTOS.....	120
3.3.3.1. Armónicos amplificados en el espectro de la corriente en régimen permanente.....	120
3.3.3.2. Evoluciones tiempo-frecuencia durante el arranque de los armónicos asociados a fallos en rodamientos.....	123
3.4. ESTUDIO EMPÍRICO DE LOS ARMONICOS AMPLIFICADOS BAJO OPERACIÓN MEDIANTE ARRANCADOR ESTÁTICO.....	124

<b>CAPÍTULO 4. METODOLOGÍA PARA LA DETERMINACIÓN DE LA CONDICIÓN DEL ROTOR.....</b>	<b>129</b>
4.1. INTRODUCCIÓN.....	129
4.2. LA TRANSFORMADA WAVELET DISCRETA (DWT).....	130
4.2.1. ANÁLISIS CLÁSICO; LA TRANSFORMADA DE FOURIER.....	130
4.2.2. BASES DE LA TRANSFORMADA WAVELET DISCRETA (DWT).....	133
4.2.2.1. Ejemplos de aplicación.....	135
4.2.2.2. Parámetros básicos para la aplicación de la DWT.....	139
4.3. METODOLOGÍA PROPUESTA.....	145
4.3.1. BREVE SÍNTESIS DE LAS BASES TEÓRICAS DEL MÉTODO PROPUESTO; EJEMPLO DEL ANÁLISIS DE UN MOTOR CON UNA BARRA ROTA.....	145
4.3.2. GUIA PRÁCTICA PARA LA APLICACIÓN GENERAL DEL MÉTODO.....	147
4.3.2.1. Captura de la corriente de arranque.....	147
4.3.2.2. Aplicación de la DWT.....	148
4.3.2.3. Análisis de las señales wavelet.....	149
4.4. EJEMPLOS DE APLICACIÓN; COMPARACIÓN DE DIAGNÓSTICOS EMPLEANDO DOS MODELOS DE ARRANCADOR ESTÁTICO.....	153
<b>CAPÍTULO 5. DESCRIPCIÓN DE LOS MOTORES, BANCADA DE EXPERIMENTACIÓN Y EQUIPOS DE MEDIDA.....</b>	<b>156</b>
5.1. INTRODUCCIÓN.....	156
5.2. ENSAYOS EN LABORATORIO.....	156
5.2.1. CARACTERÍSTICAS DE LOS MOTORES ENSAYADOS EN LABORATORIO.....	156
5.2.2. DESCRIPCIÓN DE LAS BANCADAS EXPERIMENTALES DE LABORATORIO.....	158
5.2.2.1. Bancada 1: motor arrancado con arrancador industrial SIEMENS SIKOSTART 3RW2.....	158
5.2.2.2. Bancada 2: motor arrancado con arrancadores modelos OMRON, SIEMENS, SCHNEIDER y ABB.....	161
5.3. ENSAYOS EN MOTORES INDUSTRIALES.....	164
5.4. EQUIPOS DE MEDIDA.....	167
5.4.1. OSCILOSCOPIO DIGITAL.....	167
5.4.2. PINZA AMPERIMÉTRICA.....	167

<b>CAPÍTULO 6. VALIDACIÓN DEL MÉTODO DE DIAGNÓSTICO DE MOTORES ARRANCADOS MEDIANTE ARRANCADOR.....</b>	<b>169</b>
6.1. INTRODUCCIÓN.....	169
6.2. DESCRIPCION DE LOS ENSAYOS REALIZADOS EN LABORATORIO.....	169
6.2.1. ENSAYOS EFECTUADOS CON EL ARRANCADOR INDUSTRIAL SIEMENS SIKOSTART 3RW22 (BANCADA 1).....	169
6.2.2. ENSAYOS EFECTUADOS CON LOS ARRANCADORES OMRON, SIEMENS, SCHNEIDER Y ABB (BANCADA 2).....	173
6.3. ANÁLISIS DE LOS RESULTADOS.....	181
6.3.1. ANALISIS DE LOS RESULTADOS OBTENIDOS CON LA BANCADA 1 (ARRANCADOR INDUSTRIAL SIEMENS SIKOSTART 3RW22) .....	181
6.3.2. ANALISIS DE LOS RESULTADOS OBTENIDOS CON LA BANCADA 2 (ARRANCADORES OMRON, SIEMENS, SCHNEIDER Y ABB) .....	189
6.3.2.1. Análisis de los resultados con el motor sano (0 barras rotas).....	189
6.3.2.1.1 Análisis cualitativo.....	189
6.3.2.1.2 Análisis cuantitativo.....	192
6.3.2.2. Análisis de los resultados para el motor con 1 y 2 barras rotas.....	199
6.3.2.1.3 Análisis cualitativo.....	199
6.3.2.1.4 Análisis cuantitativo.....	216
6.4. VALIDACION EN MOTORES INDUSTRIALES REALES.....	219
6.4.1. ENSAYOS EFECTUADOS EN PLANTA DE PIENSO ANIMAL (M1 Y M2).....	219
6.4.2. ENSAYOS EFECTUADOS EN PLANTA DE DEPURACIÓN DE AGUAS (M3 Y M4).....	225
6.4.3. ENSAYOS EFECTUADOS EN MOTORES DE INDUSTRIA ALIMENTARIA (M5 Y M6).....	227
 <b>CAPÍTULO 7. APUNTES PARA AUTOMATIZACIÓN DEL MÉTODO DE DIAGNÓSTICO.....</b>	 <b>231</b>
7.1. INTRODUCCIÓN.....	231
7.2. AUTOMATIZACIÓN DEL DIAGNÓSTICO.....	234
7.2.1. AUTOMATIZACIÓN DE LA DETECCIÓN DEL PATRÓN DE FALLO.....	234
7.2.2. COMPUTACIÓN AUTOMÁTICA DEL INDICADOR DE SEVERIDAD DE FALLO $\gamma_{D7}$ .....	239
7.2.2.1. Ensayos experimentales.....	241
7.2.2.2. Discusión de los resultados.....	246



<b>CAPÍTULO 8. CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS.....</b>	<b>249</b>
8.1. CONCLUSIONES Y APORTACIONES DE LA TESIS.....	249
8.2. TRABAJOS FUTUROS.....	256
<b>BIBLIOGRAFÍA.....</b>	<b>257</b>

## RELACIÓN DE ARTÍCULOS

### Publicaciones en Revista

#### **Artículo 1:**

J. Corral-Hernandez, J. A. Antonino-Daviu, V. Climente-Alarcon, J. Pons-Llinares, V. Frances-Galiana, "Transient-based rotor cage assessment in induction motors operating with soft-starters," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 51, no.5, pp. 3734-3742, Sep/Oct. 2015. DOI: 10.1109/TIA.2015.2427271.

#### **Artículo 2:**

J. Corral-Hernandez, J. A. Antonino-Daviu, "Influence of the start-up system in the diagnosis of faults in the rotor of induction motors using the Discrete Wavelet Transform". Procedia Computer Science 83 (2016) 807 – 815. DOI: 10.1016/j.procs.2016.04.170.

### Comunicaciones a Congresos

#### **Artículo 3:**

J. Corral-Hernandez, J. A. Antonino-Daviu, V. Climente-Alarcon, J. Pons-Llinares, V. Frances-Galiana, "Transient-based rotor cage assessment in induction motors operating with soft-starters," 14th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM 2014), pp. 342-346, 22-24 May 2014, Bran, Romania.

#### **Artículo 4:**

J. Corral-Hernández, J. Antonino-Daviu ; F. Martínez-Giménez ; A. Peris "Comparison of different wavelet families for broken bar detection in induction motors". Industrial Technology (ICIT), 2015 IEEE International Conference, 17-19 March 2015, Seville, Spain.

#### **Artículo 5:**

Jose A. Antonino-Daviu, J. Corral-Hernandez, E. Resina-Munoz, V. Climente-Alarcon, "A study of the harmonics introduced by soft starters in the induction motor starting current using continuous time frequency transforms," in proc. of the IEEE 13th International Conference on Industrial Informatics (INDIN 2015), July 2015, Cambridge, UK.

#### **Artículo 6:**

G. Georgoulas, P. Karvelis, C. D. Stylios, I. P. Tsoumas, J. A. Antonino-Daviu, J. Corral-Hernández, V. Climente-Alarcón, G. Nikolakopoulos, "Automatizing the detection of rotor failures in induction motors operated via soft-starters". Industrial Electronics Society, IECON 2015 - 41st Annual Conference of the IEEE. 9-12 Nov. 2015, Yokohama, Japan.

#### **Artículo 7:**

P. Karvelis, G. Georgoulas, C. D. Stylios, I. P. Tsoumas, J. A. Antonino-Daviu, J. Corral-Hernández, V. Climente-Alarcón, G. Nikolakopoulos "Symbolic time series analysis of the soft starting transient in induction machines". Industrial Technology (ICIT), 2015 IEEE International Conference, 17-19 March 2015, Seville, Spain.

**Artículo 8:**

J. Antonino-Daviu, J. Corral-Hernandez, V. Climente-Alarcon, H. Razik, "Case stories of advanced rotor assessment in field motors operated with soft-starters and frequency converters". Industrial Electronics Society, IECON 2015 - 41st Annual Conference of the IEEE. 9-12 Nov. 2015, Yokohama, Japan.

**Artículo 9:**

J. Corral-Hernandez, J. A. Antonino-Daviu, "Influence of the start-up system in the diagnosis of faults in the rotor of induction motors using the Discrete Wavelet Transform". 6th International Conference on Sustainable Energy Information Technology (SEIT 2016), 23-26 May 2016, Madrid, Spain.

**Artículo 10:**

J. Corral-Hernandez and J. Antonino-Daviu, "Startup-based rotor fault detection in soft-started induction motors for different soft-starter topologies," IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Florence, Italy, 2016, pp. 6977-6982.

# CAPÍTULO 1. INTRODUCCIÓN

## 1.1 OBJETIVOS DE LA TESIS

El principal objetivo de la presente tesis es extender al caso de motores de inducción arrancados mediante arrancadores estáticos una metodología de diagnóstico de la condición del rotor, que combina el análisis de señales de corrientes transitorias (como es el caso de la señal generada durante el proceso de arranque), con transformadas tiempo-frecuencia, (como es el caso de la Discrete Wavelet Transform, DWT) y la posterior identificación de patrones asociados a un posible fallo en el espectro tiempo-frecuencia.

La citada metodología ha sido aplicada con éxito durante estos últimos años al diagnóstico de roturas de barras y otras averías electromecánicas (como excentricidades o incluso fallos en rodamientos) en motores de inducción, que son los motores eléctricos más utilizados en el ámbito industrial. Se pretende comprobar la generalidad de la citada metodología, de forma que se pueda garantizar su validez para determinar la condición del rotor de cualquier motor accionado mediante arrancador.

Este objetivo general se desglosa en una serie de objetivos específicos, los cuales se van acometiendo en los sucesivos capítulos del presente documento. Estos objetivos se enumeran a continuación:

1. *Revisar el estado del arte en materia de diagnóstico de la condición de motores accionados mediante arrancador estático.* Se trata de repasar las escasas referencias bibliográficas que han abordado el tema que se investiga y de revisar los fundamentos del método de arranque mediante arrancador electrónico, describiendo las alternativas disponibles y los parámetros ajustables por el usuario.
2. *Caracterizar los armónicos presentes en el espectro de la corriente de un motor accionado mediante arrancador.* Este objetivo trata de facilitar la identificación de los diferentes armónicos presentes en el espectro de Fourier de la corriente del estator. Para ello, se describen con detalle, en base a fórmulas teóricas conocidas, los armónicos presentes en estado sano, tanto aquellos introducidos por la tensión de alimentación (armónico fundamental, armónicos de devanado) como los debidos a características constructivas del motor (armónicos principales de ranura). También se identifican los armónicos amplificadas por el uso de arrancador. Ello se consigue empíricamente, en base a la interpretación de resultados obtenidos tras la aplicación de transformadas tempo-frecuenciales continuas a señales de motores accionados mediante arrancador. La finalidad de tener identificados los mencionados armónicos, es su distinción de los armónicos introducidos por la avería en el rotor, que son los que sirven como base para determinar el estado de esta parte de la máquina.

3. *Explicar el proceso de aplicación de la metodología propuesta al caso de motores accionados mediante arrancador.* Se trata de describir la secuencia de pasos necesarios para aplicar de forma integral la técnica propuesta, basada en el análisis DWT de la corriente de arranque. Ello requiere establecer los parámetros wavelet óptimos para efectuar los análisis (wavelet madre, número de niveles de descomposición), así como fijar las directrices para la interpretación tanto cualitativa (identificación de patrones de fallo en las señales wavelet) como cuantitativa (computación del indicador de severidad de fallo) de los resultados. A tal efecto, un sub-objetivo capital radica en *la definición de un indicador apropiado de severidad fallo para evaluar la condición del rotor, y esto (al igual que en el análisis cualitativo), con independencia de los armónicos y perturbaciones que pueda introducir el arrancador en las señales de corriente a analizar.*
4. *Obtener múltiples datos experimentales con motores de laboratorio e industriales para validar la metodología propuesta.* La validación de la generalidad de la metodología propuesta solamente resulta posible si ésta se aplica a señales obtenidas con un amplio rango de motores y arrancadores, funcionando éstos bajo diferentes condiciones tanto de avería, como de operación. A tal efecto, se diseña una bancada de laboratorio que permite el fácil desarrollo de los ensayos para la captura de señales de corriente de arranque y que permite la obtención de más de 900 señales con hasta cinco modelos de arrancador diferentes. La base de datos construida con estas señales se completa con señales de corriente registradas en motores industriales reales con diferentes características y que operaban en diferentes industrias (alimentación, depuradoras) y que permiten garantizar la validez industrial de los resultados obtenidos.
5. *Aplicar la metodología propuesta a las señales de laboratorio e industriales.* Se trata de efectuar los preceptivos análisis DWT de las señales de corriente obtenidas, representando las señales wavelet de interés (aproximación y detalle) que resulten del citado análisis. También se debe proceder a la computación, en cada caso, del indicador de severidad de fallo. Se agruparán los resultados según tipo de arrancador, nivel de fallo y condiciones de operación.
6. *Interpretar los resultados y obtener conclusiones.* Una vez efectuados los análisis, se debe proceder al estudio detallado e interpretación de los resultados. El objetivo último es, no solamente la comprobación de la validez de la metodología de diagnóstico propuesta en una amplia gama de condiciones, sino también la evaluación de la influencia de distintos factores sobre los resultados. A este respecto, se procederá a determinar en qué medida afectan factores tales como: modelo de arrancador (fabricante), topología del arrancador, fase monitorizada, parámetros del arranque (tensión inicial, duración de rampa...), así como condiciones operativas (nivel de carga, tensión de suministro) y constructivas del motor. Este análisis permitirá la elaboración de una serie de recomendaciones prácticas para la aplicación de la metodología e incluso permitirá, si es el caso, establecer eventuales limitaciones a su aplicabilidad industrial.

7. *Automatizar la metodología de diagnóstico.* Uno de los requisitos fundamentales para una posible futura incorporación de la metodología en dispositivos portátiles para la monitorización de la condición de motores radica en la automatización de su aplicación. La idea es evitar, o reducir en la medida de lo posible, la necesidad de intervención humana, de forma que se elimine el requerimiento de que intervenga un usuario experto que sea capaz de interpretar los resultados para determinar la condición del rotor. A este respecto, un sistema experto que operara de forma autónoma y que permitiera determinar de forma automática el nivel de fallo en el rotor, en base a la interpretación de los resultados DWT, resultaría de un gran interés y facilitaría la posible penetración futura de la técnica a nivel industrial. Para la automatización del análisis cualitativo se hace uso de los conocimientos disponibles en el área de procesamiento de imagen y reconocimiento de patrones, haciendo uso de técnicas como series temporales simbólicas o análisis de componentes principales. Y en lo que se refiere a la automatización del análisis cuantitativo, se introduce una nueva técnica para la computación automática de un indicador de la cuantificación del fallo a partir del cálculo y la evolución de dicho indicador en función del estado de la máquina, (partiendo de los valores obtenidos con un estado sano y analizando los cambios de los valores que tienen lugar con el incremento progresivo de la severidad del fallo).
8. *Publicar los resultados de la investigación realizada.* Uno de los objetivos perseguidos durante la elaboración de la presente tesis ha consistido en desarrollar un importante esfuerzo de difusión de la investigación realizada. Una de las razones que justifica este esfuerzo ha sido la de obtener la realimentación de expertos internacionales del área, tanto del ámbito académico como industrial. La idea era comprobar en qué medida la investigación resulta novedosa y, sobretudo, de interés industrial. Para ello, se ha asistido a congresos internacionales de relevancia en los que, en muchos casos, el propio doctorando ha presentado la investigación personalmente. Hasta diez publicaciones en congresos internacionales avalan esta tesis, entre las que se encuentran ponencias en congresos de prestigio en el área como “*14th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment*” (OPTIM 2014, Brasov, Rumanía), “*2015 IEEE International Conference Industrial Technology*” (ICIT 2015, Sevilla, España), “*IEEE 13th International Conference on Industrial Informatics*” (INDIN 2015, Cambridge, Reino Unido), “*41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*” (IECON 2015, Yokohama, Japón), “*6th International Conference on Sustainable Energy Information Technology*” (SEIT 2016, Madrid, España) o “*42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*” (IECON 2016, Florencia, Italia). También se asistió al congreso “*XXIth International Conference on Electrical Machines*” (ICEM 2016, Lausana, Suiza) en el que se presentó un poster sobre la investigación desarrollada en el marco del Student Forum del citado congreso. Por otro lado, no se ha olvidado el esfuerzo de publicación en revistas de prestigio, lográndose dos publicaciones de relevancia en revistas indexadas como *IEEE transactions on Industry Applications* o *Procedia Computer Science (Elsevier)*.

## 1.2. ORGANIZACIÓN Y DESARROLLO DE LA TESIS

El contenido de la tesis se ha estructurado en una serie de capítulos que se describen someramente a continuación:

- En el *capítulo 1* se enumeran y describen los objetivos perseguidos en la presente tesis y se establece la estructura de la misma, de cara a una mejor comprensión por el lector del documento.
- El *capítulo 2* tiene por objeto describir el estado del arte en el área del diagnóstico de la condición del rotor en motores eléctricos, para el caso de motores accionados mediante arrancador electrónico. Se resalta la relevancia del mantenimiento de motores eléctricos industriales, describiendo las técnicas disponibles para el mantenimiento predictivo de motores eléctricos industriales. A este respecto, se pone especial énfasis en revisar los fundamentos de la técnica de análisis de corrientes, en sus diferentes variantes. Se enumeran las desventajas de los métodos clásicos (MCSA) y se explican las ventajas del enfoque basado en el análisis de la corriente de arranque. A este respecto, se enfatiza la importancia del proceso de arranque en motores de inducción y se revisan los diferentes métodos disponibles para efectuar dicho arranque. También se explica con detalle el proceso de arranque mediante arrancador estático, revisando las alternativas disponibles, así como los parámetros ajustables por el usuario.
- El *capítulo 3* ahonda en la caracterización de los armónicos que deben aparecer en el espectro de corrientes en un motor accionado mediante arrancador suave, como paso previo que facilite la identificación posterior de estos armónicos en los análisis DWT. A tal efecto, se estudian los armónicos que aparecen cualquiera que sea la condición del motor, tanto los debidos a características constructivas del motor (PSH), como los causados por la red de suministro (WH). A continuación se estudian con detalle las evoluciones transitorias de los armónicos causados por las diferentes averías, haciendo especial énfasis en los debidos a fallos en el rotor. Se estudian también los posibles armónicos debidos al sistema de acoplamiento y a la carga accionada. Finalmente, se caracterizan los armónicos cuya amplitud es amplificada mediante el uso de los arrancadores, para lo cual se hace uso de transformadas tiempo-frecuencia de naturaleza continua, con el fin de facilitar la identificación de estos armónicos. La identificación de estos armónicos es una de las aportaciones de la presente tesis, y resulta de gran utilidad para poder identificar posteriormente, con mayor claridad, los armónicos asociados a un posible fallo.

- En el *capítulo 4* se describe la metodología propuesta para diagnosticar la condición del rotor en motores accionados mediante arrancador. El método se basa en el análisis DWT de la corriente de arranque, con lo que se explican los fundamentos de esta transformada y se incluye una sencilla guía para su aplicación, que se ejemplifica con señales reales. Se analiza la influencia de diferentes parámetros wavelet para la aplicación del método a arrancadores estáticos y se introduce el indicador propuesto para determinar la severidad de fallo en el rotor, el cual se define como el ratio entre la energía de una señal wavelet específica y la energía de la señal de corriente de arranque.
- En el *capítulo 5* se describen las características tanto de los motores de laboratorio ensayados en las dos bancadas disponibles, como de los motores industriales en los que se capturaron señales de corriente de arranque. Se describen también los diferentes modelos de arrancador empleados para los ensayos. Se muestran los diferentes rotores ensayados, cada uno con diferentes niveles de fallo. Asimismo, se describe el equipamiento necesario para la captura de las señales de corriente. El capítulo incluye una explicación detallada del montaje experimental efectuado en el laboratorio para la obtención de la amplia cantidad de señales de corriente.
- El *capítulo 6* constituye uno de los apartados principales de la tesis. En él se procede al análisis DWT de las señales de corriente de arranque capturadas en los ensayos. El capítulo se inicia con la descripción detallada de la batería de ensayos desarrollados en el laboratorio con las dos bancadas disponibles (más de 900 señales capturadas), así como de los ensayos realizados a nivel industrial en motores de tres industrias diferentes. A continuación, se muestran los resultados de la aplicación de la metodología para los motores de laboratorio accionados mediante los diferentes modelos de arrancador considerados (Siemens (2 modelos), ABB, Schneider, OMRON). En cada caso, se muestran los resultados para los diferentes niveles de fallo en el rotor considerados. También se computa el indicador de fallo en todos los casos. En base a los resultados obtenidos, se procede a su análisis detallado. A tal efecto, el análisis de esta amplia cantidad de resultados conduce a la obtención de conclusiones relevantes, tanto cualitativas como cuantitativas, relativas a la influencia del modelo de arrancador, influencia de la topología del mismo, influencia de la fase monitorizada, influencia de los parámetros de arranque, así como influencia de otros parámetros constructivos y operativos.

Posteriormente, se procede a la aplicación del método a las señales de corriente capturadas en motores industriales reales arrancados mediante arrancador suave. Se procede a diagnosticar la condición del rotor en tales motores en base a la aplicación de la metodología propuesta, analizando con detalle los armónicos obtenidos y computando en todos los casos el indicador de severidad del fallo.



- En el *capítulo 7* se sientan las bases para la automatización de la aplicación de la metodología propuesta para la determinación del estado del rotor en motores arrancados mediante arrancador estático (en su doble vertiente, cualitativa y cuantitativa). Esta característica resulta fundamental de cara a facilitar la posible aplicación industrial futura de la metodología propuesta, de forma que se evite la necesidad de intervención de un usuario experto que interprete los resultados. A tal efecto, para la automatización de la parte cualitativa del método, se propone un método basado en series temporales simbólicas y análisis de componentes principales que facilita dicho proceso de automatización. Este trabajo se ha desarrollado en colaboración con un grupo internacional experto en reconocimiento de patrones, junto al que se han elaborado publicaciones conjuntas que avalan esta tesis. En referencia a la parte cuantitativa, se ofrecen las directrices para la computación automática del indicador de severidad de fallo.
- Finalmente, en el *capítulo 8* se exponen las conclusiones globales de la presente tesis, así como las principales aportaciones, y se trazan las líneas básicas de trabajos futuros en el tema tratado.

La parte final del documento presenta un listado de los artículos que avalan el presente trabajo y que incluyen dos publicaciones en revistas internacionales indexadas y hasta diez publicaciones en congresos internacionales de gran relevancia en el área (OPTIM, INDIN, IECON, ICIT).

## CAPÍTULO 2. ESTADO DEL ARTE

### 2.1. BREVE INTRODUCCIÓN AL MOTOR DE INDUCCIÓN

Los motores eléctricos juegan un papel capital en las sociedades desarrolladas. Ciertos estudios [MORENA 2012] estiman que existen más de 300 millones de motores eléctricos a nivel mundial, los cuales consumían, ya en 2012, unos 7.400 TWh por año, lo cual equivalía a un 40% de la producción mundial de energía. Los motores eléctricos participan en las más diversas aplicaciones industriales que se puedan imaginar (industria cementera, petroquímica, alimentación, papel, minería, metal...) y su uso es también común en otros sectores clave en las sociedades actuales (tracción, centrales de generación, transporte, hospitales...) [ANTONINO 17 2017]. Algunos autores [THOMSON 2001] los han llegado a catalogar informalmente como las '*mulas de carga*' del sector industrial.

Dentro de los motores eléctricos industriales, los más extendidos son los motores asíncronos o de inducción y, dentro de ellos, los motores de rotor de jaula. Esto se debe a la simplicidad, economicidad y robustez de estas máquinas en comparación con otras alternativas como los motores síncronos, los motores de corriente continua o los motores asíncronos de rotor bobinado, por citar algunos ejemplos. El motor de inducción se encuentra disponible para una amplia gama de potencias, desde unos pocos kW hasta incluso decenas de MW. Para potencias superiores, entra en fuerte competencia con el motor síncrono, el cual ofrece mejores prestaciones, para tales potencias, relacionadas con su mayor rendimiento y posibilidad de regulación del factor de potencia.

### 2.1.1. PRINCIPALES ELEMENTOS CONSTRUCTIVOS Y PRINCIPIOS BÁSICOS DE FUNCIONAMIENTO

La Figura 1 ilustra los elementos básicos constitutivos de un motor inducción trifásico (similar al que se utilizara posteriormente en los ensayos de laboratorio). En ella se observa el rotor desensamblado del estator (sobre estos elementos se profundizará a continuación), así como la caja de bornes abierta, en la cual se encuentran los terminales de cada una de las tres fases del devanado del estator (se observan los dos terminales de cada fase, conformando un total de seis).

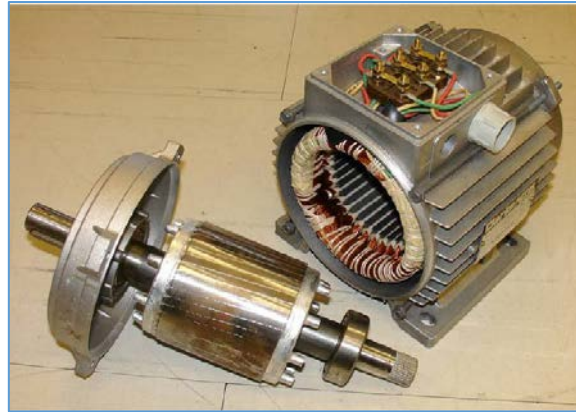


Fig.1. Rotor, estator y caja de bornes de un motor de inducción de jaula de ardilla [UPV 2012]

Como es bien sabido, el principio de funcionamiento de la máquina asíncrona en modo motor se basa en aplicar un sistema trifásico de tensiones sobre el devanado trifásico estatórico (Figura 2). De acuerdo con el *Teorema de Ferraris*, ello da lugar a un campo magnético en el entrehierro que gira a la velocidad de sincronismo ( $n_s$ , en rpm), la cual está ligada a la frecuencia de alimentación ( $f$ ) según la expresión  $n_s=60 \cdot f/p$  (siendo  $p$  el número de pares de polos).

Dado que, como se apuntará posteriormente, el rotor está constituido por espiras cortocircuitadas (barras en rotores de jaula o bobinas en cortocircuito en rotores bobinados), la presencia del campo magnético variable inducirá una fuerza electromotriz ( $e$ ) en dichas barras/bobinas debido a la variación del flujo que concatenan, de acuerdo con la *Ley de Faraday*, la cual vendrá dada por:

$$e = - \frac{d\phi}{dt} \quad (1)$$

La aparición de esta *fem* inducida dará lugar corrientes en las barras/bobinas (al estar éstas en cortocircuito), las cuales, a su vez, dan lugar, de acuerdo con la *Ley de Biot y Savard*, a la aparición de fuerzas que actuarán sobre dichas barras/bobinas. Según la *Ley de Lenz*, el sentido de tales fuerzas será tal que se minimice la causa que las origina (variación del flujo).

Esto es, las fuerzas actuarán de forma que el rotor gire en el mismo sentido que el campo magnético del estator, minimizándose así la variación del flujo que concatenan dichas espiras. La velocidad del rotor ( $n$ ) nunca llegará a igualarse a la del campo magnético del estator ( $n_s$ ) ya que, si así fuera, la variación del flujo magnético concatenado sería nula y, con ello, las fuerzas que desplazan el rotor. Por tanto, siempre existe una ligera diferencia de velocidades entre el rotor ( $n$ ) y el campo magnético del estator ( $n_s$ ) que viene cuantificada mediante el parámetro conocido como deslizamiento  $s$ , el cual se define, en tanto por uno, como:

$$s = \frac{n_s - n}{n_s} \quad (2)$$

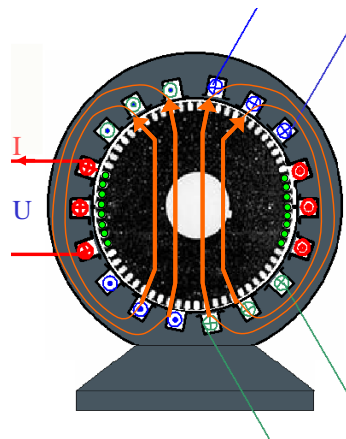


Fig.2. Esquema de la máquina asíncrona [UPV 2012]

Se repasan a continuación, por considerarse de interés para ciertos aspectos tratados en la presente tesis, los principales componentes de un motor trifásico industrial:

- El estator, basado en un núcleo conformado por una serie de chapas magnéticas aisladas entre sí para evitar la propagación de corrientes parásitas. En este núcleo hay practicadas una serie de ranuras en las que se alojan las bobinas que forman las tres fases del devanado trifásico del estator. Cada bobina está formada por una serie de conductores, usualmente de cobre, recubiertos por el correspondiente aislamiento.

En motores de menor potencia (generalmente, menores a unos 600 C.V), el bobinado está formado por hilos de cobre esmaltado, que se van colocando en las ranuras durante el montaje sin seguir un orden específico (*motores de devanado aleatorio*, ver Figura 3(a)). En motores de mayor potencia y tensión (mayores a unos 600 C.V. y 2 kV) las bobinas se forman en base a conductores que son pletinas o barras de cobre, los cuales se agrupan en espiras. El aislamiento en este tipo de motores es más complejo, pudiéndose distinguir varios niveles (aislamiento entre conductores, aislamiento entre espiras y aislamiento a tierra o muro aislante), y utilizándose diversos tipos de materiales para la fabricación de las distintas partes (mica epoxi, fibra de vidrio, siliconas...).

En este caso, la colocación de las bobinas sí que sigue un orden establecido, conociéndose estos motores como *motores de devanado preformado*, ver Figura 3(b)).



Fig.3. Devanado trifásico estático en motores de inducción:  
(a) Devanado aleatorio, (b) Devanado preformado.

El paquete magnético estático está sustentado en la carcasa que envuelve el motor. La carcasa está fabricada con materiales resistentes, tales como hierro fundido, aluminio o acero y tiene una serie de funciones inherentes como son: sustentar el paquete de chapas y bobinado estático, facilitar la evacuación de calor, evitar la penetración de elementos externos (cuerpos sólidos o líquidos) y permitir la correcta fijación a la bancada, entre otras. La Figura 4 (a) muestra una fotografía de una chapa magnética estática, en la que se observan las ranuras en las que se alojan las bobinas del devanado estático. La Figura 4 (b) se observa el núcleo estático, conformado por las diferentes chapas aisladas y apiladas.

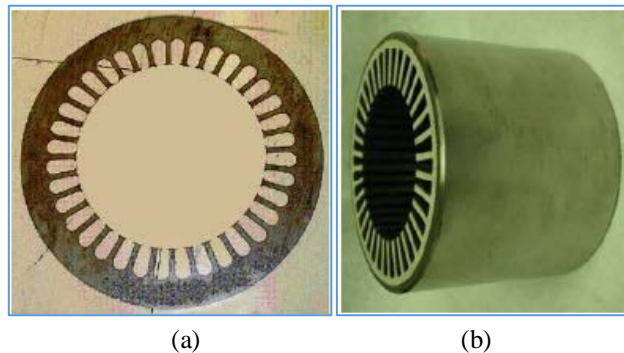


Fig.4. Chapa magnética del estator (a) y circuito magnético del estator (b) [UPV 2012]

- El rotor, conformado por un núcleo magnético en el que hay practicadas una serie de ranuras en las que se aloja el devanado rotórico en cortocircuito. En *rotores de jaula* (los más comunes), este devanado está formado por una serie de barras que están unidas en sus extremos a unos anillos de cortocircuito, dando el conjunto del devanado la apariencia de una *jaula*. En motores de reducida potencia, esta jaula rotórica se fabrica a base de aluminio inyectado, mientras que en motores de mayor potencia las barras son pletinas de cobre (o, en menor medida, de aluminio) que se sueldan en sus extremos a los anillos de cortocircuito.

Esta diferente fabricación, en función de la potencia, influye notablemente en la posibilidad de ocurrencia de fallos en el rotor, como luego se verá; mientras en motores pequeños, con rotores construidos a base de aluminio inyectado, el fallo en las barras es mucho menos probable y normalmente relacionado con imperfecciones en el proceso de fabricación (porosidad), en motores de mayor potencia el fallo es mucho más probable y normalmente se fragua en los puntos de unión entre las barras y el anillo, que son puntos en los que los esfuerzos electrodinámicos y térmicos son especialmente elevados.

La Figura 5 (a) muestra una de las chapas magnéticas que conforman el núcleo rotórico de un motor de rotor de jaula; en ella se pueden observar las ranuras en las que se alojan las barras. La Figura 5(b) muestra el aspecto de la jaula rotórica. Por otro lado, la Figura 6 muestra una fotografía del rotor de un motor de inducción de rotor de jaula de reducida potencia.

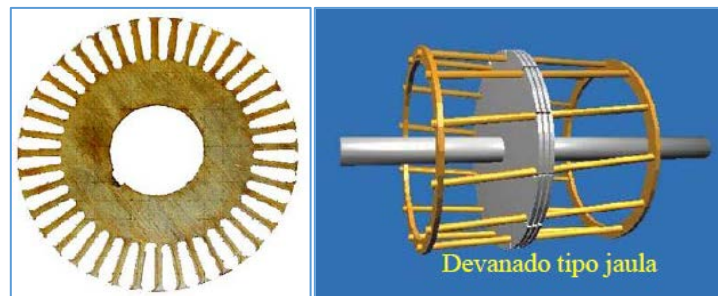


Fig.5. Chapa magnética del núcleo del rotor (a) y esquema de la jaula rotórica en un motor con rotor de jaula (b) [UPV 2012]



Fig.6. Foto del rotor de un motor de rotor de jaula de pequeña potencia [ANTONINO 12 2016]

La otra variante alternativa a los rotores de jaula, son los *rotores bobinados*. En los motores de inducción con rotor bobinado, el devanado del rotor está constituido por tres bobinas (o grupos de bobinas) que se pueden cortocircuitar externamente, normalmente a través de sistemas a base de anillos rozantes y escobillas. Esta configuración tiene una serie de ventajas frente a los motores con rotor de jaula:



- A diferencia de los rotores de jaula, en los rotores bobinados, es posible acceder a la medida de corrientes rotóricas. Esto puede resultar interesante, principalmente a efectos de diagnóstico, ya que la medida de las corrientes del rotor puede aportar información relevante sobre la condición del devanado rotórico [SERRANO 2014]. También esta característica se ha utilizado en el pasado a efectos de control de la velocidad.
- La posibilidad de acceso al devanado rotórico permite intercalar, durante el arranque del motor, resistencias en serie con dicho devanado. Se ha comprobado que esto trae una serie de importantes ventajas. Por un lado, la inserción de resistencias en serie desplaza la curva de par motor hacia la izquierda y ello hace posible la obtención de mayores pares de arranque (cuestión interesante en muchas aplicaciones que requieren de elevados pares de arranque) [SERRANO 2014]. Por otro lado, la inserción de tales resistencias contribuye a minimizar los picos de corriente que demanda el motor durante el arranque y, con ello, los efectos negativos de tales corrientes. Estas resistencias se insertan a través de reóstatos de arranque que se conectan solamente cuando el motor arranca, puenteadose posteriormente cuando el motor alcanza el régimen permanente.

La Figura 7(a) muestra una fotografía de un rotor bobinado, mientras que la Figura 7(b) ilustra el esquema de acceso al rotor e inserción del reóstato de arranque.

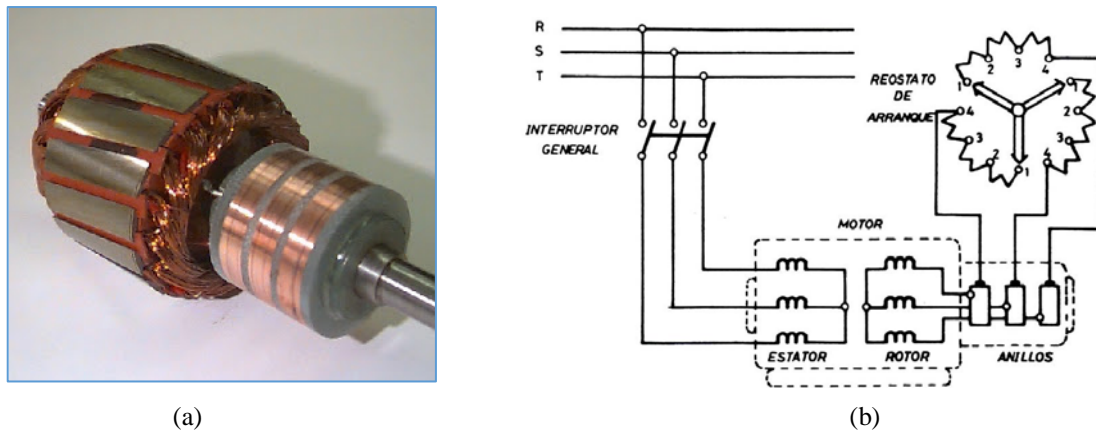


Fig.7. Rotor con anillos rozantes (a) y esquema de conexión del reóstato de arranque (b)  
[carlos.blogspot.com 2013]

A pesar de las anteriores ventajas, los motores asíncronos con rotor bobinado se utilizan mucho menos a nivel industrial que los de rotor de jaula. Ello es debido a sus inconvenientes, entre los que se encuentran: mayores problemas de mantenimiento (principalmente debido al sistema de anillos rozantes-escobillas), mayor complejidad constructiva y mayor coste [UPV 2012].

- El entrehierro, que es el espacio existente entre el estator y el rotor. Dicho espacio se debe reducir todo lo posible para minimizar los flujos de dispersión y la reluctancia del circuito magnético. Por ello, es común el uso de entrehierros muy reducidos (unos pocos milímetros).

- El sistema de refrigeración, el cual puede consistir en un ventilador acoplado al eje de giro (motor autoventilado), en el uso de un ventilador autónomo o bien en sistemas de refrigeración mediante agua o aceite (motores con ventilación forzada).

A modo de resumen, en la Figura 8 se presentan las principales características constructivas descritas de los motores de inducción.

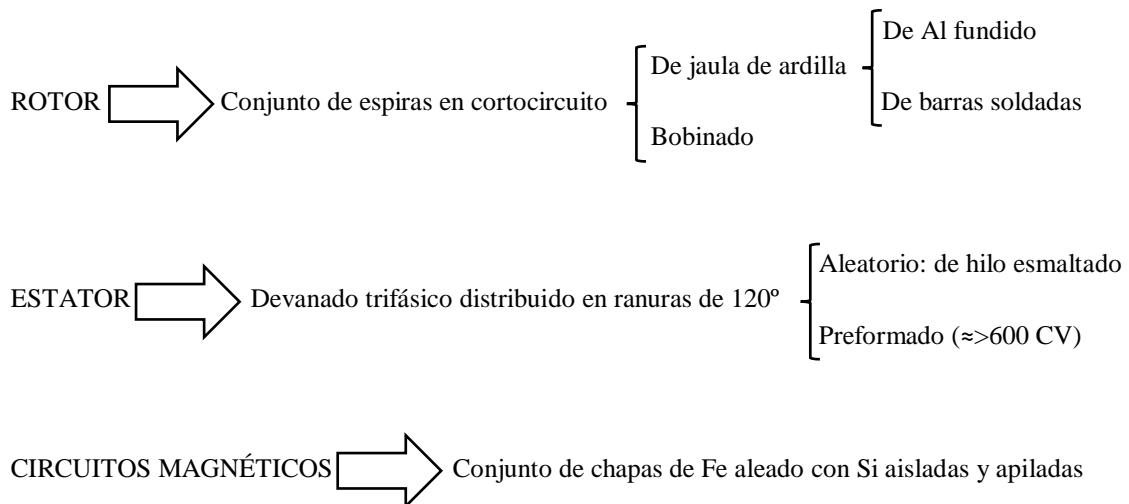


Fig.8. Esquema de características constructivas de un motor de inducción



## 2.2. MANTENIMIENTO DE MOTORES DE INDUCCIÓN

A pesar de la mayor fiabilidad y robustez que presentan los motores con rotor de jaula, en comparación con otras alternativas, es inevitable la ocurrencia de fallos o averías en estas máquinas [THOMSON 2001]. La elevadísima participación de estos motores en una amplia variedad de procesos industriales aconseja tener presente la posible aparición de las citadas averías y desarrollar técnicas de diagnóstico fiables que permitan su detección temprana, cuando éstas todavía se están fraguando en la máquina, de cara a poder planificar acciones de mantenimiento adecuadas con suficiente antelación.

Durante las últimas décadas, se han realizado diversos estudios para determinar los porcentajes de ocurrencia relativos de los diversos tipos de fallo en motores eléctricos de inducción. Desafortunadamente, ninguno de estos estudios se ha probado universalmente válido ya que, entre otras razones, estos porcentajes varían sensiblemente con factores tales como el tipo de industria que se considera o el tamaño del motor, entre otros. No obstante, hay un cierto consenso en que los fallos más comunes son los que tienen lugar en los rodamientos y en el aislamiento del devanado del estator, seguidos por los fallos en el rotor, tal y como apunta el estudio IEEE-EPRI [THOMSON 2001], [IEEE 1 1997], efectuado en motores de C.A. de potencia superior a 200 C.V. (ver Figura 9).

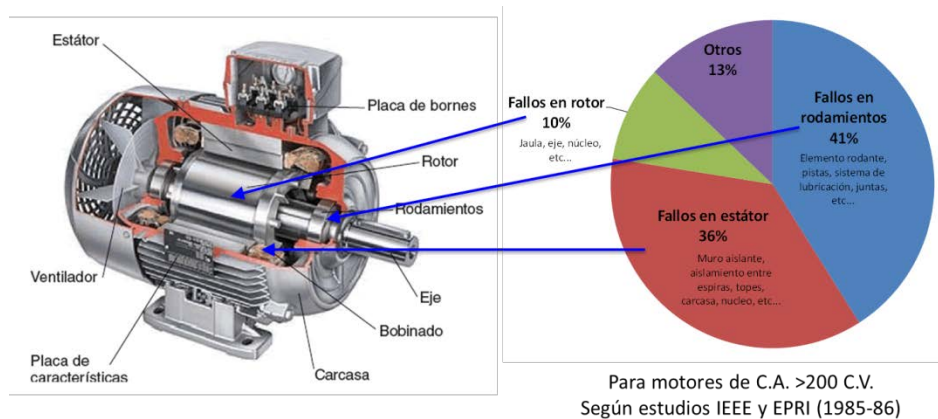


Fig. 9. Porcentajes relativos para cada tipo de fallo según estudio IEEE-EPRI [ANTONINO 17 2017]

Como se ha apuntado, el estudio mostrado en la Figura 9 tiene muchos matices, ya que dichos porcentajes varían sensiblemente con diferentes factores. Por un lado, la potencia del motor (y, por ende, su tamaño) ejerce una notable influencia sobre la ocurrencia de los distintos tipos de fallo, como demuestra el hecho de que estudios realizados sobre motores de diferentes tamaños llegan a conclusiones muy dispares. A este respecto, la Figura 10 compara las conclusiones de los trabajos realizados por Thornsén & Dalva [THORNSÉN 1997] y la del estudio Allianz en 2001 [ALLIANZ 2001].

Mientras el primer estudio, realizado con motores de menor tamaño, muestra que las averías más relevantes son las averías en rodamientos (51%), el segundo estudio, restringido a motores de gran potencia (en alta tensión), indica que fallos en cojinetes únicamente suponen el 13% del total de fallos, lo cual resulta lógico considerando que en estos motores se utilizan componentes especiales de mayor fiabilidad (cojinetes antifricción). Inversamente ocurre con los fallos de aislamiento en el estator, que son los más frecuentes en grandes motores (sometidos a mayores solicitaciones eléctricas, mecánicas y térmicas), siendo su porcentaje relativo de ocurrencia mucho más reducido en motores de menor tamaño. Por otro lado, y tal y como se apuntado anteriormente, los estudios reflejan que la probabilidad de fallo en el rotor es baja en motores de reducida potencia (6%), pero este porcentaje se duplica (e incluso triplica) en motores de mayor potencia, que son los más caros, los más críticos y los más difíciles de reparar. Esto se explica, en parte, por las razones anteriormente apuntadas, relativas a la tecnología de fabricación del rotor: en motores pequeños, el rotor se construye a base de aluminio inyectado y el fallo normalmente deviene por porosidad (pequeñas oclusiones que se crean durante el proceso de inyección), la cual, resulta mucho menos probable. Por su parte, en motores grandes, la jaula se construye con barras o pletinas de cobre o aluminio soldadas a los anillos de cortocircuito. El punto de unión barra-anillo está sometido a una importante fatiga mecánica, así como a elevados gradientes térmicos, lo que facilita la aparición de micro-grietas que constituyen juntas de alta resistencia por las que fragua el proceso de rotura [FERNANDEZ-CABANAS 1998]. Este proceso es mucho más común, especialmente en motores de gran potencia, sometidos a arranques pesados o ciclos de carga exigentes con altas inercias.

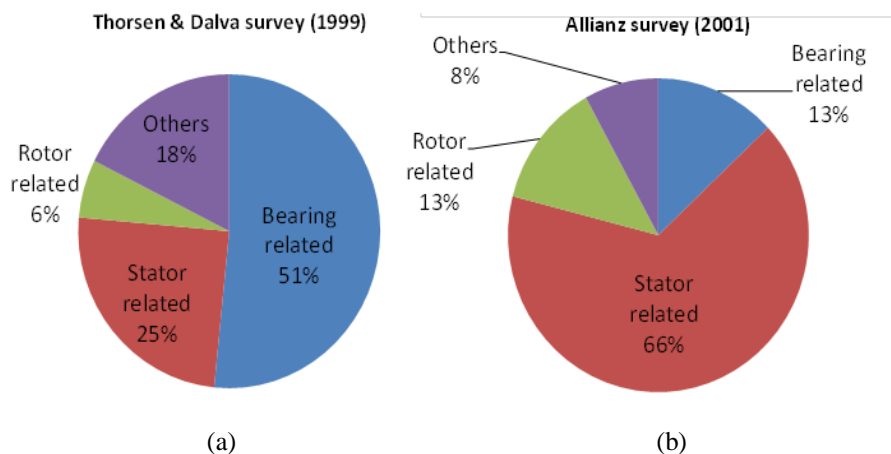


Fig.10. Porcentajes relativos para cada tipo de fallo según los estudios de Thorsen & Dalva (a) y de Allianz (b) [Antonino 15 2014]

Por otro lado, el tipo de industria en el que opera el motor también influye notablemente en la distribución relativa de fallos.

Mientras que existen sectores en los que abundan los motores que operan bajo regímenes de funcionamiento relativamente estables (carga aproximadamente constante, escasos transitorios), como la industria petroquímica, también hay otros sectores en los que la mayoría de motores operan bajo regímenes mucho más variables (múltiples arranques, frecuentes variaciones de carga...), como la industria cementera o minería.

Esto, lógicamente influye en los tipos de fallos que se dan más frecuentemente, ya que las sollicitaciones de las distintas partes de la máquina no son las mismas en unos casos que en otros.

Finalmente, cabe destacar que la creciente utilización de variadores de frecuencia, que han cobrado un enorme protagonismo en los últimos años, ha supuesto un notable impacto sobre los fallos que pueden acontecer en motores de inducción. Cabe destacar que muchos de los estudios anteriores se desarrollaron cuando el uso de variadores era todavía escaso o limitado. No obstante, durante los últimos años se ha comprobado que ciertas partes de la máquina se ven notablemente afectadas por el uso de variadores de frecuencia. Es el caso del aislamiento del estator, que se ve influenciado por el uso de convertidores electrónicos, que causan nuevos esfuerzos sobre dicho aislamiento, derivados de las elevadas velocidades de conmutación de los semiconductores de potencia y pulsaciones de elevadas frecuencia. Asimismo, se han reportado frecuentes casos de fallos en rodamientos motivados por la circulación de corrientes bajo funcionamiento mediante variador. Estas corrientes son debidas a la tensión de modo común que el propio convertidor induce en el eje y que acaba provocando la descarga de las citadas corrientes a través de los rodamientos.

Valgan todos los anteriores comentarios para destacar la importancia para la industria de desarrollar técnicas fiables de diagnóstico que permitan detectar la presencia de eventuales fallos, cuando éstos todavía se encuentran en estado incipiente. En especial, resultan de interés las técnicas que se puedan aplicar a la determinación de la condición de grandes motores, dado el enorme coste y criticidad de los mismos, así como de sus eventuales inspecciones.

A título de ejemplo, un motor como el fotografiado en la Figura 11 [LEE 2 2013], de 2,4 MW de potencia, puede tener un coste de entre 1 y 2 millones de dólares. Inspecciones internas en este tipo de motores suponen el traslado de grúas y camiones que permitan desmontar el motor y trasladarlo al taller y pueden fácilmente suponer dispendios de varias decenas de miles de dólares. Finalmente, y lo que es peor, si una avería no se detecta y se acaba produciendo el fallo catastrófico del motor, los costes pueden dispararse a varios millones de dólares.



Fig.11. Rotor de un motor de 2,4 MW [LEE 2 2013]

## 2.2.1. TIPOS DE FALLO MÁS COMUNES EN MOTORES DE INDUCCIÓN

Este epígrafe pretende ahondar con más detalle, en los principales fallos que pueden ocurrir en un motor de inducción, los cuales ya fueron introducidos en la sección anterior:

### **1. Fallos en rodamientos y cojinetes.**

Los fallos en rodamientos (o cojinetes) constituyen una de las averías que más comúnmente acontecen en motores de inducción (es la causa más frecuente de fallo en motores de baja potencia, según ciertos estudios). Hay que tener en cuenta que los rodamientos son componentes especialmente críticos que sufren habitualmente los efectos de la presencia de otros tipos de averías en el motor, las cuales acaban repercutiendo en esfuerzos anormales sobre los mismos. Por ejemplo, la existencia de desalineación entre el motor y la carga acoplada, rotores desequilibrados o deficiente sustentación sobre la bancada pueden causar esfuerzos asimétricos sobre los rodamientos, que acaban acortando su vida útil. Lo mismo ocurre en el caso de que existan barras rotóricas rotas, que también pueden producir esfuerzos desequilibrados sobre los rodamientos. Excentricidades excesivas, causadas por diversas razones (montaje deficiente, ovalidad de rotor/estator...) pueden también devenir en sistemas de fuerzas desequilibrados (*unbalanced magnetic pull* [LEE 2 2013]), que hacen que el rodamiento no opere en las condiciones previstas.

Si bien existen múltiples clasificaciones de las causas que pueden dar lugar a fallos en rodamientos [IEEE 2 2007], [GABERSON 1999], una posible categorización de estas causas es la siguiente [ANTONINO 17 2016]:

- *Sobrecarga.*  
Es provocada por causas tales como una deficiente alineación, desequilibrio en el rotor, utilización de rodamientos inadecuados para la aplicación en cuestión, etc...  
Se traduce en descascarillamientos de material en la superficie donde la carga no es la apropiada.
- *Brinelling.*  
Se produce cuando se excede el límite elástico del material. Se traduce en marcas características que se muestran como indentaciones en los caminos de rodadura, los cuales incrementan la vibración (ruido) del rodamiento. Cualquier sobrecarga estática o impacto severo puede causar *brinelling*.
- *Problemas en el montaje.*  
Un montaje incorrecto del rodamiento puede dar lugar a holguras o a esfuerzos asimétricos que afecten al mismo. Usualmente, se procede al calentamiento previo del rodamiento para facilitar su montaje sobre el eje.

A tal efecto, se recomienda un calentamiento uniforme del mismo (por ejemplo, haciendo uso de métodos de calentamiento por inducción), en detrimento de otras formas que pueden dar lugar a calentamientos muy localizados y no uniformes (como el uso de sopletes). Por otro lado, hay que evitar durante el montaje, impactos inadecuados que pongan en riesgo la integridad de los elementos constituyentes.

- *Lubricación*

La lubricación inadecuada es una de las principales causas de fallo en rodamientos. Resulta tan perniciosa una lubricación por defecto como por exceso. A este respecto, hay que respetar las recomendaciones de lubricación que da el fabricante en el manual del motor. En éstas se especifica la cantidad de grasa recomendada, el intervalo de tiempo recomendado entre lubricaciones (en función de la velocidad del motor, temperatura o disposición de la máquina) y otros aspectos de interés.

Por otro lado, la contaminación de la película de lubricante, debido a la penetración de cuerpos extraños o impurezas, es también frecuente. Cabe recordar que el espesor de dicha película es de apenas pocas micras y su función es muy importante (separa las superficies, reduce la fricción a la rodadura y elimina el desgaste), con lo que la penetración de cualquier cuerpo extraño puede hacer que deje de cumplir la función para la que está prevista.

- *Circulación de corrientes a través de rodamientos.*

Un problema muy en boga actualmente a nivel industrial, que aparece en motores accionados mediante variador de frecuencia, es el fallo en rodamientos debido a la circulación de corrientes. A pesar de que este problema es relativamente complejo, se puede resumir en que el uso de variador provoca la aparición de tensiones de modo común inducidas en el eje del motor. Estas tensiones dan lugar a corrientes que se descargan a tierra a través del propio rodamiento, provocando el deterioro de sus partes, principalmente de sus pistas interna y externa.

La Figura 12 muestra una fotografía de un rodamiento afectado por el paso de corrientes [ANTONINO 14 2017], en la que se aprecia la ‘firma’ característica de este tipo de fallo sobre la pista del mismo, así como la tonalidad mate que adquieren las bolas, otro rasgo característico de este tipo de fallo.



Fig.12. Aspecto de pista (izquierda) y bolas (derecha) en un rodamiento afectado por el paso de corrientes [ANTONINO 14 2017]

Si bien se han propuesto diversas soluciones a este problema, las cuales se vienen empleando a nivel industrial, como la puesta del eje a tierra o el uso de rodamientos cerámicos, ninguna de ellas se ha probado infalible y el problema continúa bajo investigación de cara a dar con tecnologías fiables que permitan su resolución.

A nivel industrial la técnica más empleada para el diagnóstico de fallos en rodamientos (y, en general, de fallos de origen mecánico) es el *análisis de vibraciones*. No obstante, otras técnicas se han demostrado, aunque en menor medida, también válidas para la detección de ciertos fallos en rodamientos, como es el caso de *análisis de corrientes* o *análisis mediante ultrasonidos*.

**2. Fallos en el estator**, que podemos dividir a su vez en fallos en el núcleo magnético y en fallos en el devanado:

- *Fallos en el núcleo magnético:*

Los fallos en el núcleo del estator no son muy frecuentes, aunque su reparación resulta más cara en comparación con otras averías, ya que implica la sustitución del núcleo completo. Como se apuntó anteriormente, el núcleo está constituido por chapas de acero apiladas y aisladas para evitar la circulación de corrientes parásitas, las cuales producen pérdidas y calentamientos indeseados que disminuyen el rendimiento del motor.

Los fallos en este componente se producen normalmente en el aislante entre chapas. Existen diversas causas que pueden dañar este aislante, como son la formación de arcos eléctricos derivados de fallos en el devanado, presencia de contaminantes químicos o partículas extrañas, sobreexcitación, holguras en el núcleo, un exceso de presión aplicada durante el rebobinado y fallos o deficiencias en el sistema de ventilación del estator [LEE 2 2013]. Todas estas causas pueden derivar en un excesivo calentamiento del núcleo y en el consiguiente deterioro del aislante.



El método estándar para detectar este tipo de fallo consiste en efectuar un ensayo off-line conocido como ensayo del lazo (*core ring test* o *loop test*) [LEE 2 2013]. Éste consiste en extraer el rotor y arrollar una bobina de determinadas características alrededor del núcleo del estator. A continuación, se alimenta la bobina externa de forma que se excite el núcleo del estator a un 80% - 100% de la densidad de flujo nominal. Finalmente, se utiliza una cámara infrarroja para detectar puntos calientes debido a fallos en el aislamiento entre chapas.

Por otro lado, otra posible causa de fallo del núcleo es la posible presencia de una corriente de falta en el estator que dé lugar a que el núcleo funda [Tallam, 2007], [IEEE 2 2007], [O'Donnell, 1985], [Albrecht, 1986], [O.V. Thorsen, 1999].

- *Fallos en el devanado:*

Como se comentó anteriormente, el devanado del estator está básicamente conformado por una serie de conductores de cobre (hilos en motores de menor potencia o pletinas en motores más grandes) que están rodeados del correspondiente aislamiento.

El fallo en el devanado puede producirse debido a *fallos o defectos en los propios conductores* o bien por *fallos en el aislamiento*. Los *fallos en conductores* consisten normalmente en la rotura o fractura parcial de los mismos, presencia de juntas de alta resistencia en las conexiones entre bobinas o con la caja de bornas, etc...No obstante, los fallos más frecuentes se producen por problemas en el aislamiento.

Los *fallos en el aislamiento del estator* están entre los más comunes en motores de inducción, siendo los más frecuentes en motores de gran potencia. Este tipo de fallo es especialmente nocivo debido, entre otros factores, a las costosas reparaciones a las que da lugar (el rebobinado de un motor de inducción de cierta potencia puede tener un coste de varios miles, cuando no decenas de miles de euros) y a la ausencia de técnicas fiables que permitan la monitorización on-line de esta parte de la máquina.

Hay que tener presente que el aislamiento está sometido a múltiples sollicitaciones durante la operación del motor (térmicas, eléctricas, mecánicas y ambientales), las cuales suponen un desgaste del mismo y un acortamiento significativo de su vida útil cuando estas condiciones son inadecuadas. A este respecto, *factores de índole mecánica* como impactos de posibles fragmentos de barras rotas, vibraciones excesivas debido a un espaciado inadecuado, rozadura debido a excentricidades, etc... pueden dañar el aislamiento, provocando la pérdida de parte de material aislante e incluso causando posibles cortocircuitos entre espiras. Por otro lado, *factores térmicos* relacionados con la circulación de corrientes anormalmente elevadas (sobrecargas) por los conductores del devanado o con una deficiente refrigeración, pueden hacer que se sobrepasen la temperatura máxima para la que el aislamiento está diseñado, marcada por su clase térmica. Asimismo, es posible que el aislamiento se vea afectado por *factores eléctricos*, como eventuales sobretensiones que sobrepasen su rigidez dieléctrica o presencia de descargas parciales en cavidades internas del aislante.



Finalmente, la acción de *factores ambientales* como humedad, elementos químicos, contaminación o suciedad puede también favorecer y acelerar el deterioro del material aislante.

En motores de cierta potencia, con devanado preformado, la estructura del aislamiento es más compleja, pudiéndose distinguir varios niveles: por un lado está el aislamiento entre conductores y entre espiras, de menor espesor, y cuyo objeto es evitar eventuales cortocircuitos entre conductores o espiras de una bobina. Normalmente se utilizan materiales a base de poliamidas o poliamidas en combinación con fibra de vidrio y poliéster en motores de mayores potencias. Por otro lado, está el muro aislante o aislamiento a tierra, de mayor espesor, cuyo objeto es evitar cortocircuitos a tierra y que se diseña para soportar la tensión correspondiente al nivel de aislamiento de la máquina. Normalmente, se emplean materiales a base de mica, en conjunción con aglomerantes tipo resina epoxi y soportes a base de fibra de vidrio y poliéster para favorecer su resistencia mecánica. Este aislamiento es el más crítico (más de un 60% de fallos de aislamiento son debidos a fallos de aislamiento a tierra) y su salud es la que habitualmente se vigila en las comprobaciones efectuadas en motores industriales. La Figura 13 muestra la estructura de estos diferentes niveles de aislamiento.

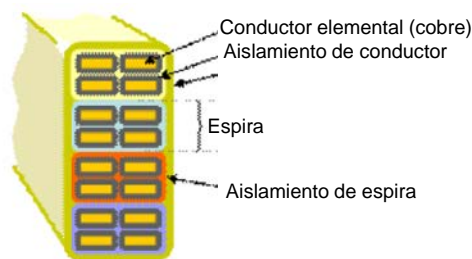


Fig. 13. Estructura del aislamiento en devanados preformados [ANTONINO 17 2016].

En el caso más usual, el fallo de aislamiento viene precedido de un deterioro progresivo de sus propiedades aislantes. Cuando estas propiedades se degradan suficientemente, pueden devenir cortocircuitos entre espiras o grupos de espiras. Si un cortocircuito tiene lugar, éste viene acompañado de elevadas corrientes y fuertes disipaciones de calor que deterioran el aislamiento circundante. Llegado a tal punto, lo más probable es que el aislamiento quede inservible y que la máquina quede inoperativa, forzándose el salto de las protecciones. Como se ha comentado, las reparaciones en estos casos no son sencillas y suponen, como mínimo, el completo rebobinado del motor, con costes muy elevados. Debido a ello, más que detectar cuando aparece un cortocircuito entre espiras, la idea es anticiparse a él, monitorizando periódicamente las propiedades del aislamiento y detectando posibles variaciones en las mismas que informen de una posible degradación. Debido a esto, los métodos más empleados en la industria para monitorizar la salud del aislamiento se basan en ensayos estáticos, esto es, que se efectúan con el motor parado, en los que se miden diferentes magnitudes de la máquina relativas al aislamiento.

Muchos de estos ensayos, para su desarrollo, requieren de la aplicación de tensiones en continua y se conocen como ensayos de continua (medida de resistencia del aislamiento a tierra, índice de polarización, absorción dieléctrica...). Existen otros ensayos más específicos, basados someter aislamiento a condiciones muy exigentes (ensayos de sobretensión). Se trata de ensayos tipo pasa/no pasa que generan cierta reticencia en muchos usuarios industriales que los consideran como ensayos destructivos.

Ensayos de continua: el ensayo más común se basa en la aplicación de una tensión continua entre los bobinados de la máquina y tierra. Mediante este ensayo principalmente se obtiene el valor de la resistencia de aislamiento a tierra, el índice de polarización y la absorción dieléctrica. La idea es que el bobinado estatórico junto con el aislante y la carcasa de hierro, se aproximan al funcionamiento de un condensador plano en el cual el campo es uniforme (Figura 14). Aplicando un escalón de tensión a este condensador aparece una corriente con una componente que se establece por caminos de dispersión sobre la superficie del aislante (*a*) y otra que circula a través del aislante (*b*).

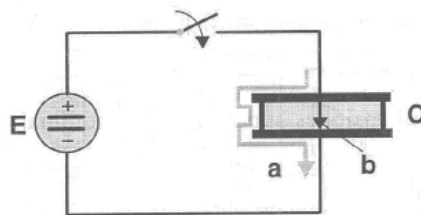


Fig.14. Ensayo de continua: Corriente de dispersión (*a*) y Corriente a través del dieléctrico (*b*)  
[FERNANDEZ-CABANAS 1998]

A su vez, la corriente que circula a través del volumen aislante (*b*), se compone a efectos de medida, de una corriente de absorción  $I_a$ , que refleja el estado interno del dieléctrico y una de conducción  $I_c$ , que es fundamentalmente consecuencia de factores externos al dieléctrico, como por ejemplo el grado de humedad o de polución.

En resumen, la corriente total medida  $I_t$  tras aplicar el escalón de tensión al bobinado, se puede entender como la suma de la corriente de absorción más la de conducción;

$$I_t = I_a + I_c$$

(3)

El *índice de polarización (IP)*, es un parámetro adimensional indicativo del grado de humedad y de suciedad del aislamiento. Se define como la relación entre las corrientes de carga medidas al cabo de 1 minuto y de 10 minutos (cuando se supone que la corriente de absorción es ya muy baja) de aplicar el escalón de tensión (4).

Tiene la gran ventaja de ser independiente de las características geométricas y estructurales del bobinado, por lo que su valor se puede comparar con el de cualquier máquina con otra potencia o tensión.

$$IP = \frac{I_1}{I_{10}} = \frac{I_{conduccion} + I_{absorción}}{I_{conducción}} \quad (4)$$

Cuanto más bajo es el IP mayor es la corriente de conducción y en consecuencia la humedad o la contaminación [FERNANDEZ-CABANAS 1998].

La *resistencia de aislamiento* ( $R_{ais}$ ), es la resultante de medir en paralelo la resistencia de entre los aislantes de todos los conductores del devanado y tierra. Para ello se aplica una tensión continua al circuito capacitivo compuesto por el conductor-aislante-hierro y posteriormente se mide la tensión aplicada mediante un voltímetro y la corriente mediante un amperímetro de gran sensibilidad.

Por tanto,  $R_{ais}$  se obtiene mediante la siguiente expresión:

$$R_{ais} = \frac{E}{I} \quad (5)$$

la cual se puede obtener también directamente mediante un megóhmetro.

La principal ventaja del resultado obtenido es la comparación con otros anteriores de la misma máquina. Una tendencia descendente en la serie histórica puede ser indicativo del deterioro progresivo del aislante [FERNANDEZ-CABANAS 1998].

Ensayos de sobretensión: proporcionan información acerca de parámetros como la rigidez dieléctrica del aislante, esto es, el gradiente de potencial máximo que el aislante puede soportar sin producirse la ruptura del mismo. Para ello se aplica una tensión continua o alterna superior a la nominal del bobinado. La tensión de ensayo será tal que un aislamiento en buen estado pueda pasarlo. En función de que el aislante no se perfora por ningún punto débil y el valor de la corriente de dispersión no supere valores excesivamente altos durante el tiempo en que se aplica la sobretensión, se asumirá o no que el aislante es capaz de soportar la tensión normal de funcionamiento.

Su aplicación fundamental además del seguimiento del estado de los devanados para su mantenimiento, es para motores recién fabricados o en aceptación de motores.

La representación de la corriente medida frente a la tensión aplicada es de una curva suave con tendencia ascendente. Una desviación brusca en la curva se entenderá como un síntoma de aproximación a la tensión de fallo del aislamiento, como se observa en la Figura 15 [FERNANDEZ-CABANAS 1998].

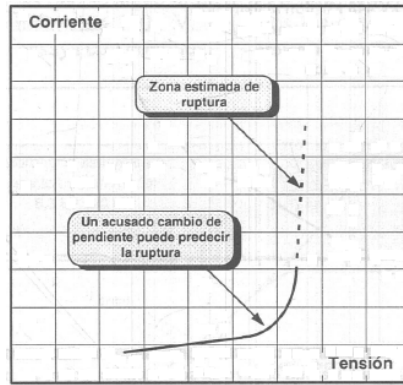


Fig.15. Curva de corriente de un ensayo de sobretensión [FERNANDEZ-CABANAS 1998]

### 3. Fallos en el rotor

Los fallos en el rotor están relacionados con asimetrías rotóricas, esto es, anomalías que alteran la simetría del rotor. Las asimetrías rotóricas comprenden tanto *excentricidades* (estáticas, dinámicas o mixtas), como la *rotura de barras y anillos del rotor*.

- *Excentricidades*

Se dice que existe una excentricidad en el motor cuando la anchura del entrehierro no es uniforme, esto es, el entrehierro no mide lo mismo para cualquier posición angular considerada. La presencia de una excentricidad excesiva resulta indeseable, ya que ésta da lugar a esfuerzos inadecuados sobre los rodamientos, vibraciones excesivas y, en el peor de los casos, puede acabar causando el roce entre estator y rotor, que cause daños en el aislamiento del estator, llevando incluso a la parada intempestiva del motor. La Figura 16 muestra una fotografía de un motor con excentricidad en el que se produjo el roce entre estator y rotor, el cual resulta apreciable en la fotografía [LEE 2 2013].



Fig.16. Rozamiento estator-rotor en motor de 6,6 kV y 800 kW con excentricidad.

Las excentricidades se pueden clasificar en estáticas, dinámicas o mixtas [ANTONINO 6 2009, ANTONINO 17 2016]:

- Excentricidad estática: se dice que hay excentricidad estática cuando la posición de mínimo entrehierro permanece fija en el espacio (ver Figura 17 (b)). Puede ser debida a causas tales como: fallo de fabricación del estator (ovalidad) o excesiva tolerancia, incorrecta instalación del rotor en el estator o problemas en los rodamientos (desalineamiento).
- Excentricidad dinámica: se dice que existe excentricidad dinámica cuando la posición de mínimo entrehierro gira solidariamente con el rotor, pero la anchura de mínimo entrehierro es igual para cualquier posición del rotor (ver Figura 16 (c)). Puede ser provocada por causas tales como fallos de fabricación del rotor, incorrecto mecanizado del eje, desgaste de rodamientos, flexión del eje, rotor flexible, expansión asimétrica, excesiva o mala fijación.
- Excentricidad mixta: es la combinación de excentricidad estática y dinámica. Es la que se da en la realidad, ya que siempre existe cierta combinación de excentricidad estática y dinámica.

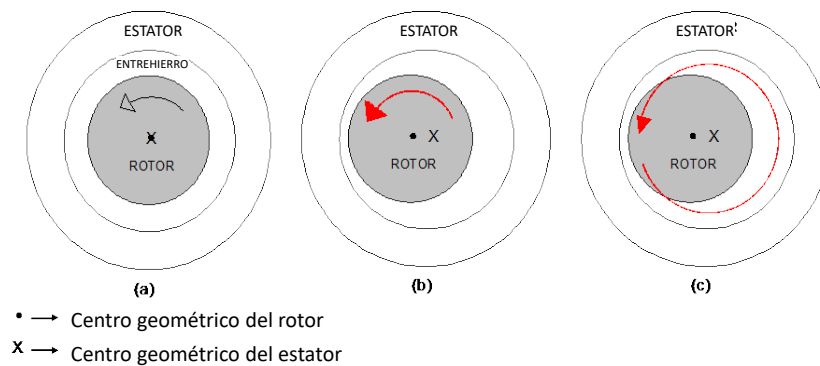


Fig.17. (a) Motor sin excentricidad, (b) motor con excentricidad estática y (c) motor con excentricidad dinámica [ANTONINO 6 2009].

- *Rotura de barras y anillos rotóricos*

Los fallos en el rotor relacionados con daños en las barras y en anillos de cortocircuito suponen entre un 10% y un 20% del total de fallos, si bien existe una notable discrepancia en este porcentaje, dependiendo del estudio considerado, en función del rango de potencias de los motores que se toman como base en los mismos, como ya se apuntó anteriormente. Como también se comentó anteriormente, el mecanismo de rotura de barras y anillos es muy diferente según sea el tipo de rotor del motor.

En *motores con rotores de aluminio inyectado*, usualmente el daño en las barras se produce bien por porosidad o bien porque la propia jaula funda, principalmente debido a condiciones de trabajo inadecuadas (por ejemplo, condiciones de funcionamiento prolongado bajo deslizamientos muy elevados). La porosidad se debe a oclusiones o cavidades de aire dentro del aluminio que tienen su origen durante el proceso de inyección del aluminio.

El nivel de porosidad es complicado de evaluar, dado que ésta puede estar concentrada en diferentes zonas de la jaula. En este tipo de rotores, la reparación del daño normalmente supone la sustitución completa del rotor, dada la dificultad de reparación. No obstante, la probabilidad de fallo en el rotor es mucho menor en estos motores, los cuales, por otro lado, suelen ser de menor potencia y menor criticidad.

En *motores con rotores fabricados a base de barras de cobre (o aluminio)*, el mecanismo de fallo es diferente. Usualmente, la zona más delicada es la unión entre la barra y el anillo de cortocircuito. Este punto está sometido a importantes esfuerzos electrodinámicos y sufre los efectos de los gradientes térmicos a los que se ve sometida la jaula, principalmente durante el proceso de arranque o transitorios de variación brusca de carga. Normalmente, el proceso de rotura de barra se inicia con la aparición de micro-grietas en dicho punto de unión [FERNANDEZ-CABANAS 1998]. Éstas constituyen juntas de alta resistencia al paso de la corriente, elevándose la disipación de calor (y, con ello, los gradientes térmicos) en las mismas. Las micro-grietas van aumentando en tamaño (rotura parcial de barra), hasta que deviene la rotura total de la barra, normalmente en el citado punto de unión. La rotura completa supone la separación entre la barra y el anillo de cortocircuito y que se interrumpa la circulación de corriente por la barra.

En el caso más frecuente, la rotura no constituye un fallo catastrófico y el motor continúa operando, ya que el resto de barras continúan trabajando. Sin embargo, un efecto subsecuente de la rotura, es el aumento de corriente en las barras que son adyacentes a la que se rompe [ROJAS 2001]. Esto es, gran parte de la corriente que venía circulando por la barra que se rompe, se redistribuye entre el resto de barras, viéndose principalmente aumentadas las corrientes de las barras adyacentes a la misma. Esto supone que los esfuerzos electrodinámicos, gradientes térmicos, etc... son, si cabe, mayores en dichas barras, razón que explica que sean éstas las más propensas a ser las próximas en romperse (cuando se abre un motor con barras rotas, normalmente se observan varias barras rotas en posiciones contiguas). En conclusión, aún en aquellos casos en los que la avería no causa efectos catastróficos inmediatos, ésta se va propagando progresivamente hacia el resto de barras. En tales casos, si no se toman medidas adecuadas, puede llegar un momento en el que el número de barras rotas sea tan elevado que el arranque u operación del motor sea imposible, causando paradas imprevistas de la producción, con consecuencias muy negativas.

Un aspecto interesante a señalar a este respecto es que cuando se rompe una barra, usualmente el motor no da síntomas externos de la presencia de la rotura. Esto es, la corriente, el par motor, nivel de vibraciones, temperatura, etc..., no varían significativamente. Solamente cuando el nivel de fallo es muy severo es cuando se empiezan a apreciar a simple vista algunos indicios externos de la existencia del mismo; sin embargo, llegados a tal punto, el colapso del motor es normalmente inminente.

De ahí uno de los factores que explican la peligrosidad de este fallo; si no se toman medidas oportunas para detectar su presencia (por ejemplo, mediante el análisis periódico de la corriente), el fallo puede pasar perfectamente inadvertido, más teniendo en cuenta que el rotor es una parte interna de difícil inspección visual. La Figura 18 muestra una fotografía del rotor de un motor industrial de 320kW que impulsaba un molino de carbón [ANTONINO 19 2007] en el cual se detectaron barras rotas en la jaula, las cuales son observables en la citada fotografía.



Fig.18. Barras rotas del rotor en un motor de 320 kW de un molino de carbón [ANTONINO 19 2007]

Por otro lado, y aunque no constituya la situación más frecuente, también se han reportado casos industriales en los que la rotura de barras ha dado lugar a efectos catastróficos inmediatos, provocando el colapso general del motor y la consiguiente parada de la producción [ANTONINO 18 2016]. Por ejemplo, la separación de la barra del anillo de cortocircuito puede provocar la protrusión de la barra, por efecto de las fuerzas centrífugas, y el consiguiente daño del aislamiento del estator causado por la citada protrusión de barra. Esto es lo que aconteció en el motor de la Figura 19 (3,3 kV, 450 kW), en el que la protrusión de sendas barras rotas (Figura 19 (a)) acabó dañando el aislamiento estatórico (cortocircuito entre espiras) (Figura 19 (b)), el cual forzó el salto de las protecciones y la parada no programada de la producción, ocasionando ingentes pérdidas [ANTONINO 18 2016].

Por otro lado, el desprendimiento de trozos o fragmentos de una barra que se rompe puede llevar a que dichos fragmentos impacten sobre el aislamiento del estator y otras partes del motor, con efectos catastróficos similares a los descritos en el caso previo. Es lo que ocurrió con el motor representado en la Figura 20 (6,6 kV, 500 kW), en el que fragmentos de una barra rota impactaron con el aislamiento del devanado estatórico, causando daños severos en el mismo en la parte de salida de ranura, que implicaron la parada inmediata del motor y su puesta fuera de servicio [LEE 2 2013]. Estos son sólo algunos ejemplos de las serias consecuencias a las que puede dar lugar este tipo de fallo, las cuales pueden llegar a ser catastróficas y muy negativas para las industrias involucradas.





Fig. 19. Fallo catastrófico en motor de 3,3kV y 450 kW operando en una refinería debido a: protrusión de barra (a), con el consiguiente daño sobre el aislamiento (b) [ANTONINO 18 2016].

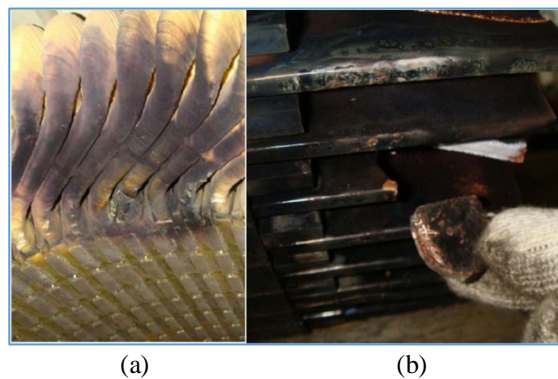


Fig.20. Barra rota de un rotor de un motor de 6,6kV y 500 kW (b) y estator dañado por impacto de fragmentos de la barra (a) [LEE 2 2013]

Finalmente, es de reseñar que los daños en barras y anillos de cortocircuitos son mucho más comunes en este tipo de rotores fabricados a base de barras de cobre o aluminio, típicos de motores de mayor potencia. De hecho, el fallo es todavía más frecuente en grandes motores, con arranques pesados y ciclos de trabajo exigentes, que arrastran grandes inercias. Dado que el calor disipado en la jaula rotórica es función de la inercia a mover [CUBERT 1992], los gradientes térmicos son si cabe mayores en tales motores, así como las corrientes rotóricas, con lo que las sollicitaciones a las que se ven sometidas las barras son idóneas para que fragüe la rotura. Estos motores son, como se ha comentado, los más caros, críticos y difíciles de reparar. Resulta, por tanto, de especial interés el desarrollo de técnicas fiables (válidas para estos motores) y que permitan detectar cuando la rotura se está fraguando. Esto permitiría proceder a adoptar acciones de mantenimiento con suficiente antelación (por ejemplo, inspección y reparación durante paradas planificadas de mantenimiento), evitando las pérdidas ocasionadas por paradas intempestivas del motor.



#### **4. Otros fallos**

Existen otros tipos de fallo que pueden acontecer en motores de inducción pero que, debido a su menor frecuencia o a su menor criticidad, vienen concitando menor interés tanto a nivel académico como industrial.

Es el caso de eventuales *fallos en el sistema de refrigeración*, los cuales pueden tener consecuencias negativas, relacionadas fundamentalmente con sobrecalentamientos del motor, que pueden poner en riesgo la integridad del aislamiento [IEEE 2 2007]. Entre las causas que ocasionan el fallo en el sistema de refrigeración están la obstrucción de las vías de circulación del aire por distintos motivos, como la colmatación en filtros o acumulación, ensamblaje o alineamiento inadecuado o fuga en los intercambiadores de calor. Si el sistema se basa en el uso de ventiladores, el fallo puede deberse a la rotura o agrietamiento de palas o bloqueo del ventilador. Usualmente, los sobrecalentamientos debidos a fallos en el sistema de ventilación son detectables gracias al disparo de las protecciones basadas en relés térmicos (en motores más grandes). La técnica de la termografía infrarroja se ha mostrado útil para detectar este tipo de fallos.

Son también comunes los *fallos en el sistema de transmisión* entre el motor y la carga acoplada. Se trata de fallos que se pueden considerar como externos al motor, pero que influyen en el funcionamiento del mismo. El acoplamiento entre motor y carga puede ser directo (rígidos, semielásticos...) o puede basarse en diferentes elementos auxiliares (acoplamiento mediante engranajes (p.e., trenes reductores), acoplamientos mediante correas y poleas...). Se ha demostrado que fallos en dichos sistemas (por ejemplo, defectos en los trenes de engranajes o tensado inadecuado de las correas), pueden provocar disminuciones de eficiencia en el motor, así como esfuerzos y vibraciones inadecuadas en el mismo. Una línea de investigación muy interesante que se viene desarrollando se basa en estudio de las componentes que fallos en estos sistemas introducen en el espectro de corrientes o vibraciones del motor [KIA 2 2016], [MARZEBALI 2018], [PICOT 2017]. La evaluación de estas componentes permitiría detectar la presencia y severidad de dichos fallos.

Existen también otros posibles fallos que pueden acontecer en motores de inducción, como la *pérdida de cuñas estáticas* (que podría considerarse un tipo de fallo en el estator) [LEE 2 2013]. Sin embargo, son averías menos frecuentes que por su menor importancia no se comentarán en esta tesis.

## 2.2.2. TÉCNICAS DE DIAGNÓSTICO PREDICTIVO DE MOTORES DE INDUCCIÓN

Como se ha comentado, resulta de gran interés el empleo de técnicas que permitan determinar la salud de los distintos componentes del motor (rodamientos, aislamiento, rotor, etc...) y que sean capaces de detectar cuando una avería está presente, aunque ésta esté en sus etapas iniciales de desarrollo. A este respecto, las técnicas actualmente empleadas se basan en la medida de determinadas magnitudes del motor (corrientes, vibraciones, temperaturas,...) y en el posterior análisis de las mismas, de cara a evaluar los indicadores de fallo desarrollados en base a dichas técnicas. La aplicación de muchas de estas técnicas requieren que el motor esté en funcionamiento (*técnicas dinámicas*) para efectuar la medida de la correspondiente magnitud (corrientes, vibraciones...). Otras técnicas se basan en la medida de ciertas magnitudes con el motor parado (*ensayos estáticos*), como las medidas de magnitudes relativas al aislamiento (resistencia de aislamiento a tierra, índice de polarización, medida de la capacitancia, inductancia, ensayo RIC...).

Por desgracia, ninguna técnica se ha mostrado universalmente válida para detectar todos los posibles tipos de fallos o averías en un motor; la experiencia demuestra que cada técnica resulta adecuada para el diagnóstico de ciertos fallos y que el diagnóstico integral de la condición de un motor será más fiable cuando se base en la información proveniente de un mayor número de técnicas.

Se detallan brevemente en este epígrafe los fundamentos básicos de las técnicas dinámicas más comunes, resaltando las ventajas de la técnica basada en el análisis de corrientes, que es la que se emplea en la presente tesis.

### 2.2.2.1. Técnicas dinámicas.

#### 2.2.2.1.1. *Termografía infrarroja*

En el ámbito de la ingeniería eléctrica, la termografía infrarroja se ha venido aplicando durante décadas, de forma satisfactoria, para la inspección de instalaciones eléctricas (cuadros eléctricos, aparataje, cableado,...), transformadores de potencia e incluso líneas de distribución [BAGAVATHIAPPAN 2013], [JADIN 2012]. En estas áreas existe una dilatada experiencia en la aplicación de esta técnica; no ocurre lo mismo en referencia a su uso en el campo de los motores eléctricos, en el que la aplicación de esta técnica es mucho más reciente.

Básicamente, la termografía infrarroja permite la visualización de las temperaturas de la superficie de un objeto con elevada precisión y de forma no invasiva, esto es, sin necesidad de contacto con el citado objeto. El fundamento físico de la técnica radica en convertir medidas de radiación infrarroja (capturadas con un detector de infrarrojos) en medidas de temperatura.

Esto se consigue midiendo la radiación emitida por el objeto en cuestión dentro de la banda infrarroja del espectro electromagnético y convirtiendo esas medidas en señales eléctricas.

El elemento básico para aplicar la técnica es la cámara termográfica y está constituida básicamente por componentes óptimos (lentes, espejos...), detector de infrarrojos, sistema de refrigeración y electrónica asociada [BAGAVATHIAPPAN 2013].

En los últimos años, los avances en la aplicación de la termografía al diagnóstico de fallos en motores eléctricos han sido notables y se han visto favorecidos por factores como el abaratamiento en el coste de las cámaras termográficas (que hace años tenían precios prohibitivos), así como por las prestaciones cada vez más sofisticadas que ofrecen las mismas (alta capacidad de almacenamiento de datos, elevada resolución de las imágenes, reducido volumen, posibilidad de registro de transitorios,...).

A este respecto, en el ámbito de los motores eléctricos en general, la termografía infrarroja se ha aplicado con éxito para detectar fallos como: defectos en el devanado de excitación en motores de corriente continua [MAÑANA 2011], problemas en el sistema de anillos rozantes/escobillas en motores asíncronos de rotor bobinado y motores síncronos [ANTONINO 3 2017] [GILL 2009], conexiones del alta resistencia [BOCKSTETTE 2007], [YOO 2009] o desalineamientos [MOHANTY 2015]. Asimismo, se viene empleando la técnica como base de algunos ensayos off-line, como el *core ring test*, antes comentado, el cual se utiliza para detectar fallos de aislamiento entre las chapas magnéticas del núcleo estático [LEE 2 2013]. Incluso se ha empleado la técnica para evaluar el efecto que fallos en el motor pueden tener sobre la cadena cinemática de la que forma parte [GARCIA-RAMIREZ 2014].

Estudios recientes con motores de campo [LOPEZ-PEREZ 2017] han demostrado que la técnica de la termografía infrarroja puede aportar resultados muy satisfactorios para el diagnóstico de ciertos fallos, por otro lado bastante comunes, que acontecen en motores de inducción, tales como problemas en el sistema de refrigeración, lubricación deficiente de rodamientos, problemas en el sistema de transmisión o incluso asimetrías en el devanado del estator. La Figura 21 muestra un ejemplo de la aplicación de la técnica para la detección de fallos de lubricación en rodamientos. El ejemplo, extraído de [LOPEZ-PEREZ 2017], muestra las imágenes infrarrojas resultantes de una inspección termográfica inicial en la que se detectó un sobrecalentamiento en la región de los rodamientos. También se muestran las imágenes correspondientes a una inspección posterior (efectuada tras la lubricación de los rodamientos), en la que se observa un sensible decremento de las temperaturas superficiales.

El indudable potencial de la técnica de termografía infrarroja no implica que sea la panacea para detectar cualquier problema en un motor eléctrico. En este sentido, dado que únicamente permite ver la distribución de temperaturas en la superficie del motor y no en su interior, no resulta adecuada para detectar ciertos fallos de origen interno, como problemas en el rotor [PICAZO-RODENAS 2015]. Por otro lado, la aplicación de la técnica requiere de ciertos conocimientos.

En este sentido, la fijación de umbrales de temperatura en las distintas partes del motor, para determinar si existe fallo o no, se hace muchas veces a criterio del termógrafo lo cual requiere de experiencia previa en el campo. Lo mismo ocurre con la interpretación de las imágenes termográficas para identificar patrones de fallo.

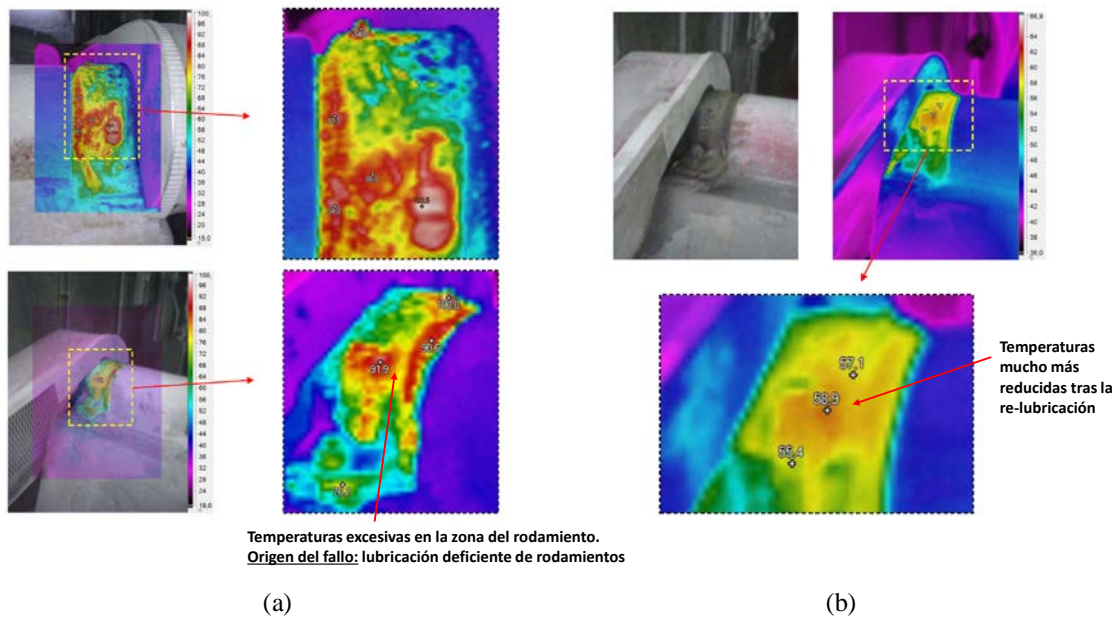


Fig.21. Aplicación de la termografía infrarroja para la detección de fallos de lubricación en rodamientos: (a) inspección termográfica inicial, (b) inspección tras re-lubricación [LOPEZ-PEREZ 2017].

#### 2.2.2.1.2. Análisis espectral de vibraciones.

La técnica de análisis de vibraciones es la que más se ha venido empleando a nivel industrial para el diagnóstico de fallos en motores eléctricos. La idea subyacente de la técnica es que la existencia de averías de origen eléctrico o mecánico provoca la aparición de fuerzas que pueden modificar las frecuencias de vibración existentes. Por consiguiente, mediante la monitorización del estado de vibración de un motor eléctrico se puede obtener información sobre su integridad.

Para la obtención de las vibraciones de un motor se utiliza típicamente un transductor de aceleración denominado acelerómetro, el cual se coloca sobre la estructura de la máquina que se quiere analizar.

El acelerómetro envía la señal obtenida a un sistema de tratamiento de la señal que la adecua y digitaliza para que sea posible observarla en una pantalla, así como también permite descomponerla en el espectro de la frecuencia para detectar el origen de los fallos [MOTA 2013].

Cuando una avería está presente, se amplifican ciertas componentes en el espectro vibracional. La variante más empleada de la técnica se basa en identificar cada una de las componentes en el dominio de la frecuencia que integran la vibración global de la máquina para poder asociar vibraciones armónicas características a un determinado tipo de fallo (Figura 22).

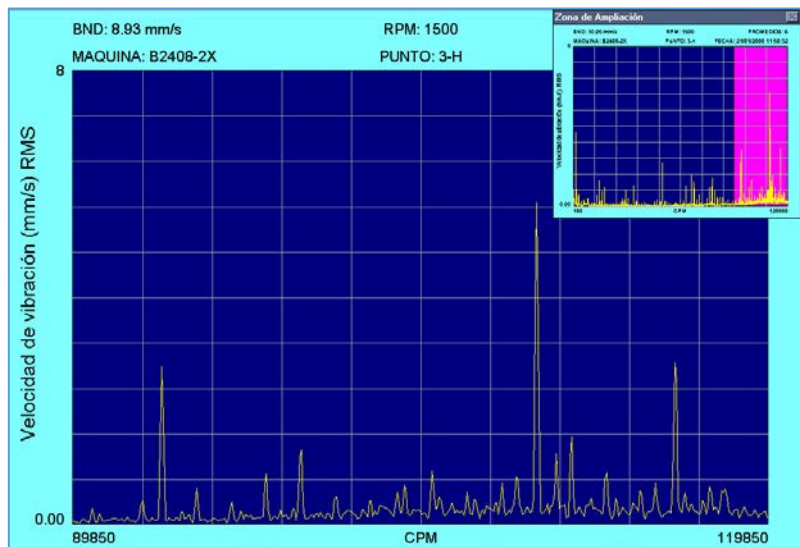


Fig.22. Análisis espectral clásico de vibraciones mediante la transformada de Fourier [ANTONINO 12 2016]

Otra modalidad más basta de análisis vibracional es la valoración global del estado de vibración del motor de forma periódica y rutinaria.

En el área del diagnóstico de fallos en motores eléctricos, el análisis de vibraciones se ha mostrado idóneo para la detección de fallos de origen mecánico (desalineamientos, desequilibrios, fallos en rodamientos, etc...). No obstante, la técnica no se ha mostrado tan adecuada para diagnosticar fallos de origen eléctrico. A este respecto, el análisis de vibraciones tiene ciertos inconvenientes como su falta de fiabilidad para detectar ciertos fallos de naturaleza eléctrica (defectos de aislamiento, fallos en el rotor) o el hecho de que ciertas componentes de fallo en el espectro de vibraciones sean amplificadas tanto por causas mecánicas como por causas eléctricas, hecho que hace imposible distinguir el origen de las mismas.

Por otro lado, la aplicación de la técnica requiere del acceso al motor, para poder instalar transductores adecuados que permitan registrar las señales de vibración. Esto no siempre es sencillo o incluso factible, como ocurre en motores localizados en emplazamientos especiales o en ciertas aplicaciones como motores sumergidos. En muchas de estas aplicaciones, la aplicación de esta técnica es directamente inviable y es necesario recurrir a técnicas alternativas.

#### 2.2.2.1.3 *Análisis de la corriente.*

- Fundamentos y ventajas de la técnica

La técnica de análisis de corrientes, si bien existe desde hace décadas, ha cobrado un creciente protagonismo en el ámbito industrial, especialmente durante los últimos años. La búsqueda de técnicas de diagnóstico que sean fiables, fáciles de aplicar, no-invasivas y que resulten económicas para las empresas han hecho que esta técnica emerja como una alternativa muy interesante, que puede ayudar a diagnosticar ciertos fallos que no resultan sencillos de detectar con otras magnitudes.

La idea básica del análisis de corrientes es muy sencilla y se basa en registrar la forma de onda de la corriente demandada por el motor durante un cierto tiempo y analizarla posteriormente mediante técnicas de análisis de señal adecuadas para detectar indicadores de la existencia de fallo. Como se verá más adelante, dentro de esta técnica, existe una variante más clásica, basada en el análisis de la corriente en régimen permanente, y variantes más modernas, centradas en el análisis de corrientes en régimen transitorio (por ejemplo, la corriente durante el arranque del motor).

La técnica de análisis de corrientes tiene importantes ventajas, frente a otras alternativas, como son [ANTONINO 1 2017]:

1. *Posibilidad de monitorización remota del estado del motor:* si bien la medida de las señales de corriente necesarias para la aplicación de la técnica se puede hacer en bornes del propio motor (Figura 23 (a)), usualmente la medida se realiza en la cabina del motor (MCC, motor control center) ubicada en la subestación o equivalente, o en el cuadro de alimentación del motor (Figura 23 (b)). Esta es una gran ventaja frente a otras técnicas, ya que su aplicación no requiere acceder al propio motor (como sí ocurre en técnicas como análisis de vibraciones o termografía). Además, la medida de las señales de corriente necesarias se puede hacer en condiciones de máxima seguridad, en los secundarios de los transformadores de corriente, ubicados en los cuadros para los aparatos de medida.



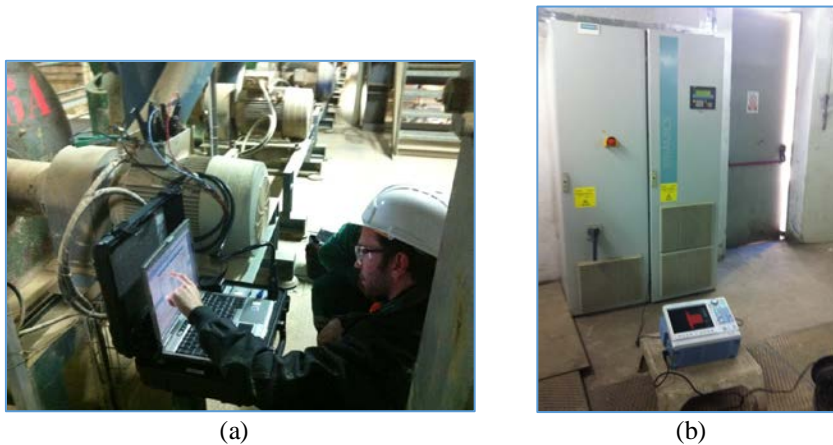


Fig.23. Medida de la señal de corrientes: (a) en bornes del motor,  
(b) en el cuadro de alimentación del motor [ANTONINO 17 2016]

2. *Carácter no invasivo*: la medida de la forma de onda de la corriente que el motor demanda se realiza de manera no invasiva, esto es, sin necesidad de perturbar la operación del propio motor. Esto es capital en la mayoría de aplicaciones industriales, en las que parar la máquina para instalar sensores adecuados para poder efectuar la medida resultaría directamente inviable o implicaría notables inconvenientes para la empresa. Al contrario, para aplicar la técnica de análisis de corrientes no es necesario alterar en absoluto el funcionamiento del motor, ya que la instalación de los sensores necesarios (pinzas de corriente) solamente requiere colocar la pinza alrededor de una de las fases de alimentación del motor, sin afectar la operación de éste.
  
3. *Simplicidad del equipamiento y software de análisis*: el equipamiento requerido para la aplicación de la técnica de análisis de corrientes es simple, ya que solamente se requiere el registro de la forma de onda de la corriente de una de las fases que alimenta el motor. Ello se puede conseguir con una simple pinza amperimétrica de suficiente rango y con un osciloscopio de mínimas prestaciones. El osciloscopio debe ser capaz de registrar la señal a una tasa superior a la frecuencia de muestreo mínima necesaria para la aplicación de la técnica (frecuencias de muestreo de unos pocos kHz son suficientes) y debe ser capaz de registrar la corriente durante un cierto intervalo tiempo (al menos unos 30-40s).

Por otro lado, el software necesario para el procesamiento de las señales de corriente medidas es también simple. De hecho, la variante clásica de la técnica utiliza la transformada rápida de Fourier (*Fast Fourier Transform*, FFT), que está disponible o se puede programar en muchos paquetes comerciales. Por otro lado, algunas de las variantes más modernas de análisis transitorio utilizan herramientas que pueden ser aplicadas con paquetes disponibles en softwares comerciales.

4. *Economicidad*: el equipamiento necesario para la captura de señales de corriente (pinzas + osciloscopio) puede adquirirse a precios mucho más reducidos que el que se necesita para aplicar otras técnicas (cámaras termográficas, dispositivos para medida de ultrasonidos...). Obviamente, el coste final dependerá de factores tales como tipo de pinzas adquiridas (rango, resolución...) y prestaciones del propio osciloscopio (capacidad de almacenamiento, frecuencia de muestreo máxima, tiempo máximo de registro, posibilidad de acceso remoto...), si bien si se adquiere el equipamiento mínimo que resulta suficiente para la aplicación correcta de la técnica, el coste es reducido.
  
5. *Amplia cobertura de averías*: como se ha comentado previamente, ninguna técnica de diagnóstico de fallos es la panacea para detectar todos los posibles problemas que pueden acontecer en el motor. Cada técnica es válida para diagnosticar un determinado rango de fallos y no resulta adecuada para el diagnóstico de otros fallos. La técnica de análisis de corrientes no es una excepción. No obstante, y siempre teniendo en cuenta esta premisa, la técnica se ha mostrado válida para la detección de un cierto rango de fallos o averías, algunas de las cuales no resultan fáciles de diagnosticar con otras técnicas alternativas. En este sentido, la técnica de análisis de corrientes ha dado resultados muy satisfactorios para el diagnóstico de fallos en el rotor, así como excentricidades (las cuales están relacionadas a su vez con otro tipo de anomalías como desalineamientos, desequilibrios, fallos de sustentación...). Incluso, la técnica de análisis de corrientes se ha aplicado con éxito para el diagnóstico de fallos en rodamientos; si bien para la detección de este tipo de avería se viene recomendando la aplicación del análisis de vibraciones, el análisis de corrientes se ha revelado como una herramienta complementaria de diagnóstico de gran utilidad e, incluso, es la única alternativa posible para el diagnóstico de este tipo de fallo en algunas aplicaciones en las que la instalación de transductores de vibración no resulta factible (motores sumergidos). Por otro lado, algunos autores vienen aplicando la técnica de análisis de corrientes a la detección de otras averías, como fallos en el sistema de transmisión (engranajes o sistemas a base de poleas y correas) e incluso fallos en la carga accionada.



- Variantes existentes

### *Técnicas de análisis en régimen permanente*

Como se ha comentado, la técnica de análisis de corrientes se basa en capturar la señal de corriente demandada por el motor en una de las fases de alimentación y analizarla posteriormente con técnicas de análisis de la señal adecuadas. Existen dos variantes principales dentro del análisis de corrientes: el método clásico, denominado *Motor Current Signature Analysis* (MCSA), que existe desde hace más de treinta años [THOMSON 1992], [THOMSON 2001] y que se encuadraría en denominadas las técnicas de análisis en régimen permanente, y la variante más moderna, que se ha venido a denominar *Advanced Transient Current Signature Analysis* (ATCSA), la cual ha emergido con fuerza durante la última década [ANTONINO 15 2014].

El *método clásico* (MCSA) se basa en el análisis de la señal de corriente demandada por el motor mientras éste opera en un régimen de funcionamiento estable (régimen permanente) [BELLINI 2002], [THOMSON 2001], [FERNANDEZ-CABANAS 1998]. Este método consiste en la aplicación de la transformada de Fourier (FFT) sobre la señal de corriente capturada y la posterior identificación y evaluación de componentes frecuenciales asociadas a la avería que se pretende detectar [ANTONINO 1 2017].

A título de ejemplo, la Figura 24, extraída de [ANTONINO 1 2017] muestra el espectro FFT de la señal de corriente para un motor sano (Figura 24(a)) y para un motor con rotor dañado (Figura 24(b)). En esta última figura se observan las significativas amplitudes de los armónicos laterales ( $f_{Li}$  y  $f_{Ls}$ , señalados en la figura) que son los armónicos que se evalúan usualmente para el diagnóstico de esta avería. Si la amplitud de estos armónicos supera un cierto umbral, se considera que la avería está presente en la máquina y habría que adoptar acciones de mantenimiento oportunas.

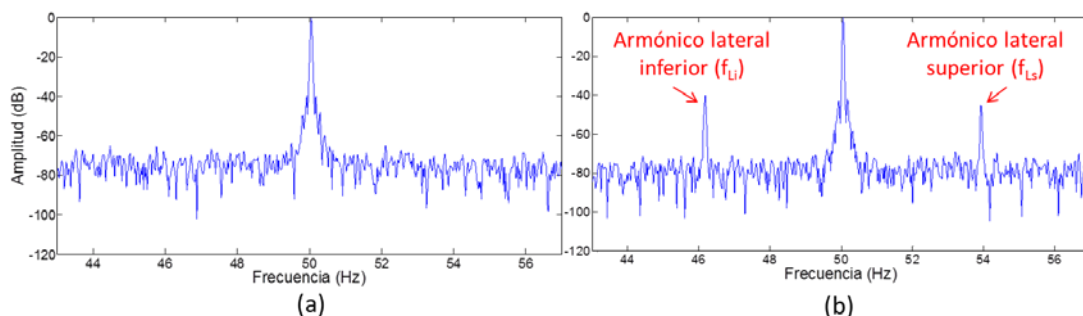


Fig. 24. Aplicación del método clásico (MCSA). Análisis FFT de la corriente en régimen permanente para: (a) motor sano, (b) motor con rotor dañado.

La Figura 24 es ilustrativa de la aplicación de la técnica MCSA para el caso de la detección de fallos en el rotor. Para determinar la condición del rotor, se evalúan las amplitudes de los armónicos laterales (así como las de otros armónicos ubicados en la zona de altas frecuencias, que más adelante se comentarán).

La misma filosofía es aplicable para la detección de otras averías como excentricidades o fallos en rodamientos. Si estas averías están presentes, ciertos armónicos quedan amplificados en el espectro FFT. La evaluación de las amplitudes de estos armónicos permite detectar si la correspondiente avería está presente o no, así como su respectiva severidad.

La técnica MCSA ha sido ampliamente utilizada durante muchos años para la detección de averías en el rotor, excentricidades e incluso fallos en rodamientos y en el sistema de transmisión, habiendo proporcionado resultados satisfactorios en multitud de aplicaciones industriales [THOMSON 2017]. No obstante, esta técnica también tiene importantes desventajas. Algunas de éstas se han descubierto y reportado durante estos últimos años y han supuesto importantes pérdidas para las empresas involucradas. Se comentan a continuación las principales desventajas del método MCSA:

- 1) *El uso de MCSA no es adecuado (o puede no resultar simple) en aplicaciones en las que la velocidad o frecuencia de suministro varían continuamente.* Es frecuente encontrar aplicaciones industriales en las que la velocidad del motor varía continuamente (aplicaciones a velocidad variable), debido al proceso en el que opera la máquina. Asimismo, resulta también común encontrar aplicaciones en las que la frecuencia de alimentación del motor está continuamente variando (como es el caso de muchos motores alimentados mediante variador de frecuencia). En estas condiciones, la aplicación de la técnica resulta al menos difícil, cuando no es directamente inviable.

Ello es debido a que el efecto inmediato de la variación de velocidad o de la frecuencia de suministro durante la captura de la señal de corriente, es la variación de los valores de las frecuencias de los armónicos de fallo (que dependen de la velocidad y frecuencia de suministro). Esto se traduce en que dichos armónicos aparecen distribuidos entre varias frecuencias en el espectro FFT, en lugar de aparecer representados por un solo pico frecuencial [ANTONINO 1 2017]. Esto complica la evaluación de las amplitudes reales de las componentes de fallo en el espectro FFT (al estar distribuidos estos armónicos entre varias frecuencias) e incluso puede llevar a errores en el diagnóstico, motivados por una evaluación incorrecta de dichas amplitudes.

Un ejemplo ilustrativo de esta situación, en la que la aplicación de la técnica no resulta adecuada, es el caso del diagnóstico de motores de grandes palas excavadoras de piedra que operan en minas abiertas, reportado en [ANTONINO 4 2014] (ver Figura 25). La principal particularidad de estos motores radica en su ciclo de trabajo, ya que su carga no permanece constante, sino que varía de forma continuada. Esto provoca que la aplicación de la técnica MCSA resulte problemática debido a que, al variar la velocidad (carga) durante la captura de la corriente, las frecuencias de los armónicos de fallo cambian. Como se ha explicado, el efecto de esta variación de velocidad es que estos armónicos aparecen distribuidos entre varias frecuencias en el espectro FFT, no siendo viable determinar su amplitud real.

Esto puede acabar provocando diagnósticos erróneos del fallo, ya que la evaluación de la amplitud del armónico de fallo puede ser una u otra, dependiendo de que la velocidad haya permanecido más o menos estable durante la captura de la corriente [ANTONINO 1 2017].

La Figura 26 muestra la evolución de la amplitud del armónico lateral inferior,  $f_{Li}$ , para sucesivas medidas efectuadas sobre uno de estos motores. En ella se puede apreciar la evolución errática de la amplitud de este armónico (en algunas medidas, la velocidad o carga era más estable y en otras menos), lo cual provoca que el diagnóstico del fallo acabe siendo incierto [ANTONINO 1 2017], [ANTONINO 4 2014].



Fig.25. Ejemplo de Palas Komatsu [ANTONINO 1 2017]

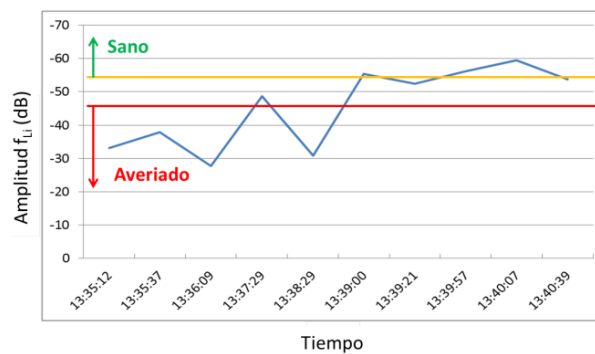


Fig.26. Aplicación de MCSA: evolución errática de la amplitud de  $f_{Li}$  en sucesivas medidas [ANTONINO 1 2017], [ANTONINO 4 2014]

- 2) Otro inconveniente de la técnica MCSA radica en los posibles falsos diagnósticos a los que su aplicación puede dar lugar. Durante los últimos años se han reportado una serie de situaciones en las que la aplicación de la técnica MCSA puede dar lugar a falsos diagnósticos, que consisten en alcanzar una conclusión incorrecta sobre el estado del motor. Los falsos diagnósticos pueden clasificarse en [ANTONINO 1 2017]:

1) *falsos negativos* (significa diagnosticar que un motor está sano, cuando en realidad está averiado) y 2) *falsos positivos* (diagnosticar un motor como averiado, cuando en realidad está sano).

Las consecuencias de los falsos diagnósticos pueden ser muy perniciosas para la empresa involucrada: los falsos positivos pueden provocar paradas innecesarias de la producción para inspeccionar el motor y transporte e inspecciones innecesarios, así como poner en entredicho la credibilidad del personal de mantenimiento involucrado. Por su parte, los falsos negativos pueden provocar que la máquina continúe operando sin que se detecte la avería, de forma que, llegado cierto punto, se produzca el colapso de la misma, con las consiguientes consecuencias (paradas no planificadas de producción, costes de reparación, posible deterioro de la imagen de la empresa frente a sus clientes, daños en la imagen del personal de mantenimiento e incluso peligro para seguridad de usuarios [ANTONINO 1 2017]).

La Tabla I [ANTONINO 1 2017], muestra diferentes situaciones que pueden dar lugar a falsos positivos/negativos cuando se aplica la técnica MCSA para el diagnóstico de fallos en el rotor. Algunas de estas situaciones se han reportado durante estos últimos años y bastantes de ellas resultan muy frecuentes a nivel industrial. Se incluyen también en la citada tabla algunas de las referencias, muchas de ellas recientes, que ha abordado o reportado el correspondiente problema.

Tabla I  
Posibles causas de falsos positivos y falsos negativos al aplicar MCSA para la detección de fallos en el rotor [ANTONINO 1 2017].

FALSOS POSITIVOS	FALSOS NEGATIVOS
Oscilaciones en el par de carga ([SCHOEN 1997][ANTONINO IAS 2006])	Diagnóstico en condiciones de deslizamiento reducido o nulo ([ANTONINO IAS 2006])
Existencia de conductos axiales de refrigeración ([LEE 2013], [YANG 2014])	Diagnóstico de roturas de jaula externa en rotores de doble jaula ([PARK 2010], [ANTONINO IAS 2012])
Problemas de anisotropía magnética del rotor ([SHIN 2014], [ANTONINO SDEM 2015])	Roturas de barra no adyacentes ([BENBOUZID 2000] [DEMERDASH 2008][SOBCZYK 2005] [RIERA-GUASP 2010] [RIERA-GUASP 2011])
Armónicos introducidos por ciertas cargas (bombas) o sistemas de transmisión ([PARK 2017], [ANTONINO IAS 2006])	Error de estimación de la velocidad ([ANTONINO PREDITEC 2016])

En referencia a la Tabla I, entre las causas que pueden provocar falsos positivos cuando se aplica MCSA a la detección de fallos en el rotor están [ANTONINO 17 2016]:

- *Presencia de pares de carga oscilantes*: esta situación se da en motores que arrastran cargas que no presentan pares resistentes estables, sino que van fluctuando u oscilando en función del proceso productivo. Esta situación es típica en molinos, compresores, etc...Se ha demostrado que la oscilación en el par de carga puede introducir componentes frecuenciales que se confundan con las de la avería (armónicos laterales), pudiendo provocar un diagnóstico erróneo de la presencia de la misma [SCHOEN 1997], [ANTONINO 9 2006].

- *Existencia de conductos axiales de refrigeración*: en años recientes, se descubrió que la existencia de conductos axiales de refrigeración (los cuales se utilizan en muchos motores de gran potencia para facilitar la refrigeración del rotor) puede introducir componentes exactamente iguales a las de avería, cuando se utiliza el método MCSA. Este efecto no se da para todos los motores con conductos axiales, sino solamente para aquellos que cumplen una cierta relación entre el número de conductos y el número de polos [LEE 1 2013], [YANG 2014].

- *Problemas de anisotropía magnética en el rotor*: también se ha descubierto recientemente que el tipo de proceso de fabricación del rotor puede hacer que se introduzcan componentes similares a las de fallo, aunque el rotor no tenga avería. Esto ocurre cuando las chapas magnéticas del rotor, las cuales siempre tienen un cierto grado de anisotropía inherente, se apilan durante el proceso de fabricación de forma que queden alineados los respectivos ejes en los que presentan mejores propiedades magnéticas, introduciéndose así un grado de asimetría inherente en el rotor [SHIN 2014], [ANTONINO 19 2015].

- *Existencia de armónicos introducidos por ciertas cargas (bombas) o sistemas de transmisión*: se ha descubierto que posibles falsos positivos pueden ser debidos a la propia carga o incluso al sistema de transmisión empleado. A este respecto, se ha demostrado recientemente que vibraciones de alta amplitud asociadas a la '*frecuencia de paso de álabe*' producidas en bombas, ventiladores o compresores pueden causar falsos positivos cuando el número de polos del motor es un múltiplo entero del número de álabes [PARK 2017]. Por otro lado, sistemas de transmisión a base de poleas y correas pueden introducir componentes que sean cercanas a las de avería, pudiéndose confundir con éstas y llevar a un diagnóstico erróneo de la presencia de la misma [ANTONINO 7 2006].

Por otro lado, y también en relación con la Tabla I, entre las posibles situaciones que pueden dar lugar a falsos negativos cuando se aplica MCSA a la detección de fallos en el rotor, podemos encontrar:

- *Diagnóstico en condiciones de deslizamiento reducido o nulo*: las frecuencias de los armónicos laterales, que son los que principalmente se emplean para determinar la condición del rotor en motores de inducción, vienen dadas por la expresión  $f \cdot (1 \pm 2 \cdot s)$  (siendo  $f$  la frecuencia de alimentación (normalmente  $f=50\text{Hz}$ ) y  $s$  el deslizamiento). De acuerdo con esta expresión, si la máquina opera con un deslizamiento muy reducido durante la captura de la corriente (p.e. máquina en vacío o en condiciones de carga muy reducida), las frecuencias de los armónicos laterales prácticamente se solapanán con la de la componente fundamental ( $f$ ), con lo que la identificación de estos armónicos puede resultar muy complicada. La Figura 27 ilustra este problema; en ella se muestra el espectro de un motor de laboratorio de 1,1kW con una barra rota en carga (Fig. 27 (a)) y en vacío (Fig. 27 (b)). En este último caso, el reducido valor que presenta el deslizamiento  $s$  hace que sea muy complicado distinguir los armónicos laterales (al solaparse con el fundamental); esto puede llevar a diagnosticar erróneamente la máquina como sana cuando, en realidad, está averiada.

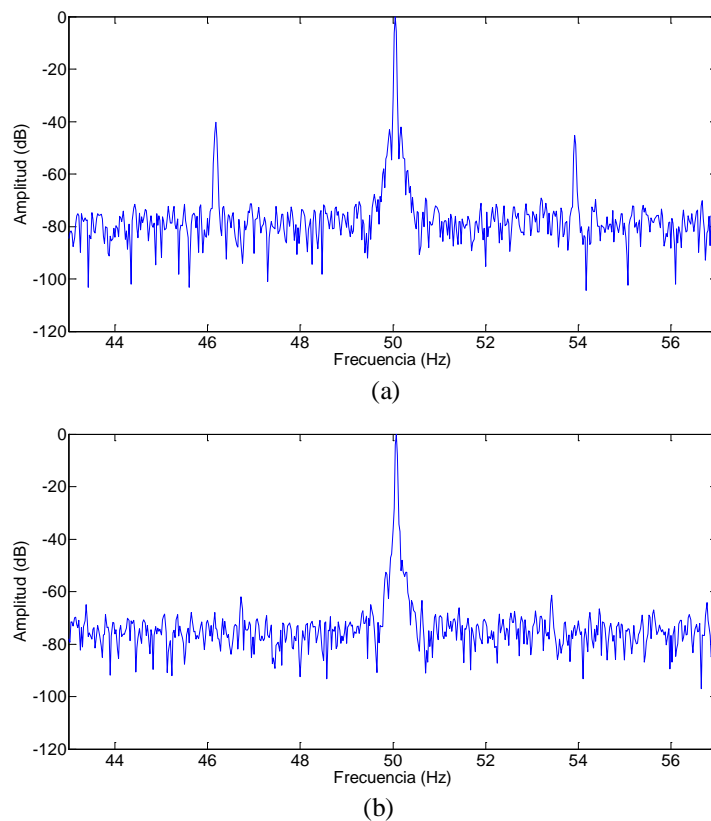


Fig. 27. Aplicación del método clásico (MCSA) para la detección de fallos en el rotor en un motor de laboratorio de 1,1 kW con una barra rota: (a) en carga, (b) en vacío.

Sin embargo, a nivel industrial, éste no suele constituir un problema crítico dado que, aunque muchos motores operan en condiciones de carga reducida, el deslizamiento nunca llega a ser nulo, lo que implica que se podrían distinguir las frecuencias de los armónicos laterales en el espectro FFT, aunque estén muy cercanas al fundamental, siempre que se dispusiera de una buena resolución frecuencial para obtener el espectro de Fourier.

- *Diagnóstico de roturas de jaula externa en rotores de doble jaula*: existen motores de inducción que disponen de una doble jaula en el rotor. En estos motores, la jaula rotórica externa es la que principalmente trabaja durante el arranque, mientras que la jaula interna es la que opera en régimen permanente. Esto es, durante el arranque la mayor parte de la corriente rotórica circula por la jaula externa (y solamente una pequeña parte por la interna), ocurriendo inversamente en régimen permanente. Este tipo de rotores se utilizan, entre otras, en aplicaciones en las que se requieren altos pares de arranque. El problema es que, si acontece una rotura de la jaula externa de uno de estos motores de doble jaula, dado que en régimen permanente casi toda la corriente circula por la jaula interna, el método MCSA será incapaz de detectar la rotura. En efecto, en régimen permanente, la jaula externa es como si no existiera, al no estar operativa, con lo que el efecto de una rotura en la misma no se traducirá en armónicos significativos en el espectro de la corriente estatórica. Por otro lado, la jaula externa es la que más sufre, ya que por ella circulan las altas corrientes durante el arranque del motor, con lo que su avería es más probable en estos motores. Se trata, pues, de un caso de falso negativo, ya que la jaula externa puede tener barras rotas y, sin embargo, no aparecer armónicos significativos en el espectro MCSA, pudiéndose concluir erróneamente que el motor está sano [PARK 2010], [ANTONINO 9 2012].

- *Roturas de barra no adyacentes*: se comentó con anterioridad que, en la mayoría de los casos, las roturas de barra se dan en barras que ocupan posiciones adyacentes en la jaula rotórica (cuando se extrae un rotor con barras rotas, normalmente se ven varias rotas en posiciones contiguas). Pues bien, se han reportado casos de rotores con barras rotas, en los que estas barras estaban situadas en posiciones no adyacentes en la jaula rotórica (como se observa en la Figura 28). Aunque no es lo usual, esto puede ocurrir a consecuencia del proceso de operación del motor, existencia de imperfecciones de fabricación en determinadas barras, etc...El problema radica en que, como algunos estudios han demostrado [RIERA-GUASP 2 2010], cuando las roturas se da en barras no consecutivas, los efectos de la rotura en una barra se pueden compensar parcialmente con las de la rotura en otra barra no adyacente.





Fig. 28. Fotografía de rotor real con barras rotas en posiciones no adyacentes tomada de [RIERA-GUASP 2 2010].

De hecho, si las barras rotas están situadas en determinadas posiciones relativas, sus efectos pueden prácticamente anularse mutuamente; la consecuencia es que no se visualizarían los armónicos de fallo en el espectro FFT (o tendrían amplitud muy reducida). Por tanto, éste constituye otro posible caso de falso negativo de la técnica MCSA.

- *Estimación errónea de la velocidad*: para identificar los armónicos de fallo (por ejemplo, los armónicos laterales) en el espectro FFT y proceder a la evaluación de sus amplitudes, resulta preceptivo calcular previamente las frecuencias teóricas de dichos armónicos, para poder luego localizarlos en el espectro. Para el cálculo de estas frecuencias, es necesario conocer el valor del deslizamiento  $s$  (por ejemplo, para poder calcular las frecuencias de los armónicos laterales). Si bien el deslizamiento se puede obtener a partir de la medida de la velocidad del motor durante la captura de la corriente, lo más usual es estimar su valor utilizando diferentes métodos disponibles. Por ejemplo, el valor del deslizamiento se puede estimar a partir de los armónicos principales de ranura (que se verán más adelante en la presente tesis) o a partir de las componentes de excentricidad, entre otros. Pues bien, si se estima incorrectamente el valor del deslizamiento  $s$ , los valores obtenidos de las frecuencias teóricas de fallo serán erróneos. Ello puede llevar a una identificación incorrecta del armónico en el espectro a diagnosticar, catalogando una máquina como sana cuando en realidad está averiada (o al contrario) [ANTONINO 17 2016].

Otros inconvenientes del método MCSA derivan de la propia naturaleza de la herramienta de análisis empleada: la transformada de Fourier. La aplicación de esta transformada no siempre se realiza de forma adecuada y ello provoca la aparición de armónicos indeseados en el espectro o la incorrecta obtención de las amplitudes reales de muchos armónicos, lo cual puede afectar significativamente al diagnóstico. Ciertos trabajos han tratado de paliar estas deficiencias, proponiendo técnicas que permiten optimizar la aplicación de esta transformada (a veces, a través de un muestreo específico de la señal), evitando así algunos de estos inconvenientes. A este respecto, cabe destacar trabajos como [GARCIA-CALVA 2017] o [ROMERO-TRONCOSO 2017].



En cualquier caso, debido a los anteriores inconvenientes de la técnica MCSA, se han investigado diversas técnicas alternativas basadas también en el análisis de corrientes en régimen permanente, que pudieran ayudar a vencer estas desventajas del método clásico. De este modo, han surgido bastantes trabajos basados en el vector de Park, los cuales proponen diversas variantes que dicen tener ciertas ventajas frente al método MCSA. El enfoque basado en el vector de Park se basa en la monitorización de las corrientes de las tres fases del motor ( $i_a, i_b, i_c$ ) y en la subsiguiente computación de las componentes  $I_d$  e  $I_q$  de dicho vector de Park, dadas por:

$$I_d = (\sqrt{2}/\sqrt{3})i_a - (1/\sqrt{6})i_b - (1/\sqrt{6})i_c \quad (6)$$

$$I_q = (1/\sqrt{2})i_b - (1/\sqrt{2})i_c \quad (7)$$

En condiciones ideales, la representación del vector de Park es una circunferencia cuyo centro se ubica en el origen de coordenadas. La presencia de averías y anomalías lleva a desviaciones respecto a esta forma ideal, las cuales pueden utilizarse para el diagnóstico de distintos fallos [CARDOSO 1989]. Diferentes variantes del enfoque básico basado en el vector de Park tradicional (*Park's Vector Approach*, PVA), que fue propuesto hace casi tres décadas [CARDOSO 1989], han ido desarrollándose durante estos últimos años; cada una de ellas presenta ventajas e inconvenientes frente a las otras alternativas: *Extended Park's Vector Approach* (EPVA) [CRUZ 2001], *On-Load Exciting Current Extended Park's Vector Approach* [OLIVEIRA 2011], *Errors of Normalized Currents Average Absolute Values* (ENCAAV) [ESTIMA 2011], *Current Park's Vector Phase and Currents Polarity* (CPVPCP) [FREIRE 2013], *Normalized Currents Average Values* (NCAV) [SLESZYNSKI 2009], *Normalized Reference Current Errors* (NRCEs) [ESTIMA 2013], y, más recientemente, la *Filtered Park's* y la *Filtered Extended Park's Vector Approach* [GYFTAKIS 2017].

Si bien algunas variantes basadas en el enfoque del vector de Park han propugnado ciertas ventajas frente al método MCSA, como la posibilidad de discriminación frente a oscilaciones de carga [PEZZANI 2010] y posibilidad de diagnóstico en condiciones de bajo deslizamiento [ELTABACH 2004], la aplicación de este método también tiene inconvenientes: por un lado, el cálculo del vector de Park implica la medida de las tres corrientes del motor (las cuales no siempre son fácilmente accesibles simultáneamente) y, por otro lado, resulta más compleja que la técnica MCSA tradicional, no resolviendo muchos de los inconvenientes del citado método MCSA.

Por otro lado, otros trabajos han propuesto métodos alternativos, también basados en el análisis de corrientes en régimen permanente. En este sentido, el análisis de la corriente de secuencia homopolar (*zero sequence current*,  $zsc$ ) se ha propuesto en varios trabajos. Esta corriente se define como la suma de las tres corrientes de fase del motor ( $I_a, I_b, I_c$ ) cuando sus devanados están conectados en triángulo, tal como se muestra en la Figura 29 [GYFTAKIS 2016].

Los citados trabajos han demostrado que el estudio del espectro de la citada corriente puede traer interesantes ventajas para el diagnóstico de fallos en el rotor, como una mayor sensibilidad al fallo, tanto en motores de jaula simple como doble jaula [GYFTAKIS 2013]. También ha apuntado ventajas interesantes para la posible detección de roturas de barra no consecutivas [GYFTAKIS 2016]. El inconveniente del método radica en su limitada aplicabilidad industrial, dada la dificultad práctica de medida de las corrientes de fase requeridas para la computación de la  $z_{sc}$ .

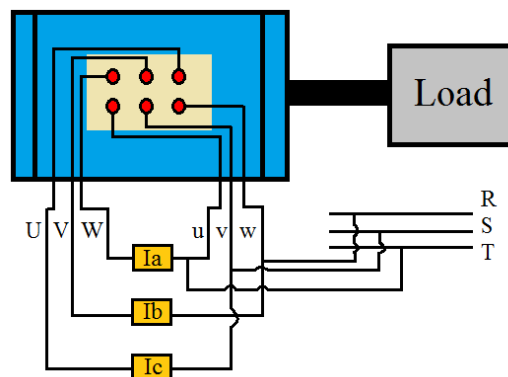


Fig. 29. Corrientes de fase en un motor con los devanados conectados en triángulo para el cálculo de la  $z_{sc}$  [GYFTAKIS 2016].

Finalmente, otros métodos basados en el análisis de corrientes en régimen permanente han sido también propuestos para la detección de fallos en el rotor. Es el caso del método basado en la aplicación de la transformada de Hilbert [PUCHE 2009], que facilita la detección del fallo incluso en condiciones de carga muy reducida, o de métodos basados en el cálculo de la evolvente. No se profundiza más en estos métodos, ya que todos ellos han tenido una penetración industrial muy reducida, en comparación con la más extendida técnica MCSA.

#### *Técnicas de análisis en régimen transitorio*

Durante esta última década, ha emergido una nueva tendencia de diagnóstico, la cual se centra en el análisis de la corriente, pero que ya no está circunscrita únicamente al régimen permanente, sino que resulta válida para cualquier régimen de operación del motor. Este nuevo enfoque, denominado *Advanced Transient Current Signature Analysis*, ATCSA, incluye el análisis de corrientes en régimen transitorio de funcionamiento. De hecho, se ha demostrado que el análisis de ciertas corrientes transitorias, como la corriente de arranque (señal de corriente que demanda el motor desde que se conecta hasta que alcanza el régimen permanente) puede proporcionar información fundamental sobre el estado del motor [ANTONINO 7 2006], [RIERA-GUASP 1 2008].

A diferencia del método MCSA, la idea que subyace a esta nueva metodología ya no consiste en detectar ciertas componentes frecuenciales asociadas a la avería en el espectro FFT, sino en estudiar cómo evolucionan en el tiempo las frecuencias de los armónicos de fallo.

A este respecto, se ha demostrado que las componentes de fallo, que presentan unas frecuencias bien definidas en régimen permanente, varían sus frecuencias de forma muy característica durante el transitorio [ANTONINO 1 2017]. Si se consiguieran identificar estas evoluciones, se podría confirmar la presencia de la avería en la máquina. En resumen pues, la nueva tendencia consiste pasar de detectar una componente en frecuencia (espectro FFT) a detectar cómo varía esa frecuencia en el tiempo (mapa tiempo-frecuencia).

A título de ejemplo, el armónico lateral inferior asociado a la rotura de barras, en régimen permanente presenta una frecuencia definida, que viene dada por la expresión (más adelante se justificará la misma):  $f_{Li}=f \cdot (1-2 \cdot s)$ . Durante un arranque directo de un motor de inducción (esto es, un arranque del motor directamente conectado a la red), el deslizamiento  $s$  empieza siendo igual a 1 (al principio de arranque, al ser la velocidad nula), disminuyendo progresivamente durante el arranque hasta alcanzar un valor cercano a 0 en régimen permanente (velocidad cercana a la de sincronismo). Esta variación característica del deslizamiento  $s$ , da lugar a una variación particular de la frecuencia del armónico lateral inferior  $f_{Li}$ ; en efecto, esta frecuencia, en valor absoluto, comenzará siendo igual a  $f$  (cuando la máquina se conecta,  $s=1$ ), disminuirá progresivamente hasta alcanzar un valor de 0 ( $s=1/2$ ) y aumentará progresivamente de nuevo hasta alcanzar un valor cercano a  $f$  (régimen permanente,  $s \approx 0$ ) [ANTONINO 7 2006], [RIERA-GUASP 2008]. El resultado es que la frecuencia del armónico lateral inferior, que presenta un valor bien definido en régimen permanente (MCSA), durante el arranque evolucionará siguiendo un patrón muy característico; si se representara la evolución de dicha frecuencia con el tiempo, seguiría una evolución en forma de V durante el arranque, disminuyendo primero desde  $f$  hasta 0 Hz y aumentando luego hasta un valor muy cercano a  $f$ . La identificación de este patrón sería un indicador muy fiable de la presencia de la componente de fallo y, por ende, de la existencia de la avería en el rotor. La misma idea se puede aplicar a otras componentes de fallo que tendrán sus propias evoluciones durante el arranque, dando lugar a sus propios patrones característicos. Por ejemplo, el armónico lateral superior, dado por la expresión  $f \cdot (1+2 \cdot s)$  disminuirá progresivamente desde  $3 \cdot f$  (cuando  $s=1$ ) hasta  $f$  ( $s \approx 0$ ). Otros armónicos de frecuencias superiores introducidos por la avería (que se verán más adelante) tendrán sus propias evoluciones. La Figura 30 es ilustrativa de la transición desde MCSA (identificación de componentes frecuenciales de fallo en el espectro FFT) hasta ATCSA (identificación de patrones de fallo en el mapa tiempo-frecuencia) [ANTONINO 12 2016], [ANTONINO 15 2016].

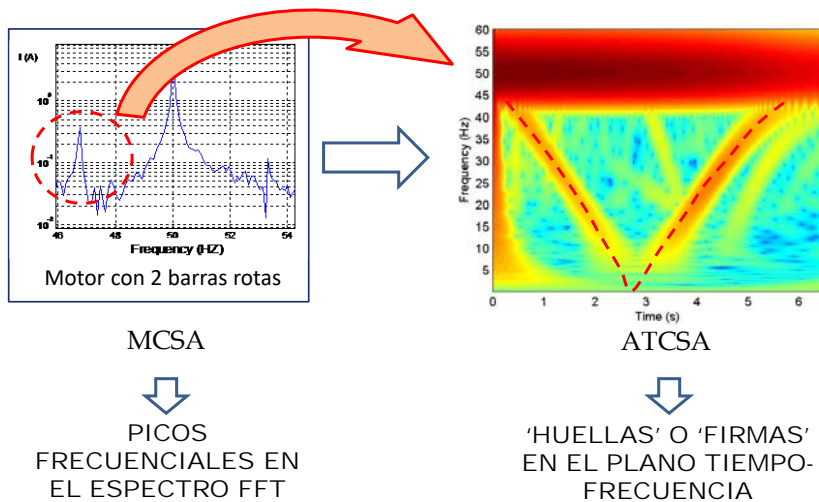


Fig.30. Comparación ilustrativa entre MCSA y ATCSA analizando un motor con 2 barras rotas. [ANTONINO 12 2016], [ANTONINO 15 2016]

En los últimos años, ha quedado demostrado que la detección de estas evoluciones resulta mucho más fiable que detectar una simple componente frecuencial en el espectro FFT, la cual puede ser más fácilmente enmascarada por otras causas [ANTONINO 7 2006]. No obstante, la aplicación de esta nueva metodología también tiene sus requisitos; para obtener estas evoluciones transitorias de las componentes de fallo no es posible emplear la FFT (ya que esta transformada pierde la información temporal al hacer el análisis [ANTONINO 7 2006]), sino que es necesario aplicar herramientas de procesamiento de señal adecuadas (conocidas como *transformadas tiempo-frecuencia* (t-f)). Esas transformadas t-f permiten analizar la señal en cuestión (por ejemplo, la señal de corriente de arranque) y proporcionan una representación tiempo-frecuencia de la señal analizada, esto es, descomponen la señal analizada en un mapa tiempo-frecuencia en el que se pueden ver no solamente las componentes frecuenciales presentes en la señal, sino también como éstas evolucionan en el tiempo. Las evoluciones de la componentes de fallo se traducen en *‘patrones’* o *‘firmas’* de la avería en los mapas tiempo-frecuencia resultantes de la aplicación de estas transformadas [ANTONINO 1 2017]; la identificación estos patrones constituye una evidencia muy fiable de la presencia del fallo, ayudando a evitar eventuales falsos diagnósticos. Además, estas técnicas son válidas para cualquier régimen de operación de la máquina.

A título ilustrativo, la Figura 30 muestra la aplicación de una transformada tiempo-frecuencia a la corriente de arranque para un motor sano (Figura 30(a)) y para un motor con rotor dañado (Figura 30(b)) [ANTONINO 1 2017]. Conviene remarcar las evidentes diferencias entre ambos análisis; en el caso del motor con rotor dañado, se observan muy claramente los patrones causados por las evoluciones de las componentes de fallo (armónicos laterales). Estos patrones constituyen indicadores muy fiables de la presencia del fallo en el rotor. Por el contrario, en el motor sano, estas evoluciones no están presentes (o tienen mucha menor amplitud).

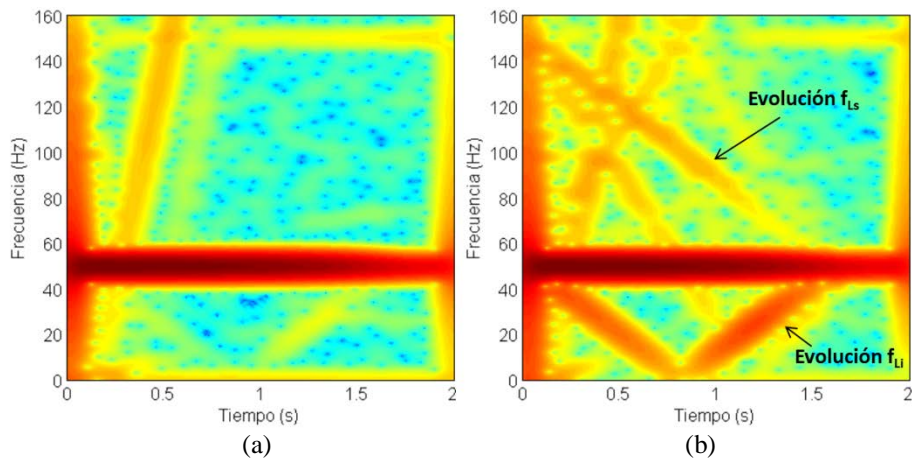


Fig. 30. Aplicación del método ATCSA: análisis tiempo-frecuencia de: (a) motor sano, (b) motor con rotor dañado [ANTONINO 1 2017].

Existe una amplia variedad de transformadas tiempo-frecuencia que se han empleado con éxito para el diagnóstico de fallos en el rotor, así como de averías en otros componentes de los motores de inducción. Cada una de estas transformadas tiene sus propias ventajas e inconvenientes y no se puede aseverar que ninguna de ellas sea claramente mejor que las demás para el análisis de corrientes con fines de diagnóstico. A pesar de la gran variedad de herramientas tiempo-frecuencia, ciertos trabajos [PONS-LLINARES 2 2012, PONS-LLINARES 5 2015] han venido a clasificarlas, a grandes rasgos, en dos grandes grupos:

- **Transformadas Discretas:** son transformadas que usualmente se basan en el uso de filtros o bancos de filtros para extraer el contenido tempo-frecuencial de la señal analizada. Presentan ciertas ventajas como su sencillez de aplicación, sus reducidos requerimientos computacionales o su idoneidad para la fácil introducción de indicadores de severidad de la avería, basados en los resultados obtenidos de ellas. Por contra, usualmente no permiten visualizar de forma tan clara las evoluciones de las posibles componentes de fallo presentes en la señal. Una de las principales representantes dentro de este grupo es la Transformada Wavelet Discreta (*Discrete Wavelet Transform, DWT*). Como se verá más adelante, esta transformada se basa en aplicar un proceso de filtrado en bandas de frecuencia diádicas, de acuerdo con el algoritmo de Mallat [BURRUS 1998, MALLAT 1999]. Esta es la transformada que se utilizará para efectuar los análisis de la presente tesis. La principal razón para su elección es que se trata de una transformada cuya aplicación está al alcance de cualquier usuario con un mínimo de entrenamiento, lo cual facilita su potencial aplicabilidad en la industria. En este sentido, se puede aplicar la DWT utilizando paquetes de software matemático convencionales (por ejemplo, mediante la Wavelet Toolbox de MATLAB). Además, permite introducir indicadores de fallo sencillos para determinar la severidad de la avería (por ejemplo, basados en las energías de algunas señales wavelet resultantes de su aplicación), cuestión ésta que no resulta tan fácil cuando se emplean otras transformadas.

En capítulos posteriores, se ahonda en los fundamentos de esta transformada, así como en su aplicación a corrientes de arranque para diagnosticar el estado del rotor. A título meramente ilustrativo, la Figura 31 [ANTONINO 15 2014] muestra la aplicación de la transformada DWT a la corriente de arranque para un motor sano (Figura 31 (a)) y para un motor con dos barras rotas (Figura 31(b)). Las diferencias entre ambos análisis son claras, distinguiéndose un patrón en forma de V invertida en la Figura 31 (b), que es causado por la evolución de la componente principal de avería (armónico lateral inferior) durante el arranque, la cual se ha descrito anteriormente. Se ahondará más adelante en la interpretación de estas gráficas.

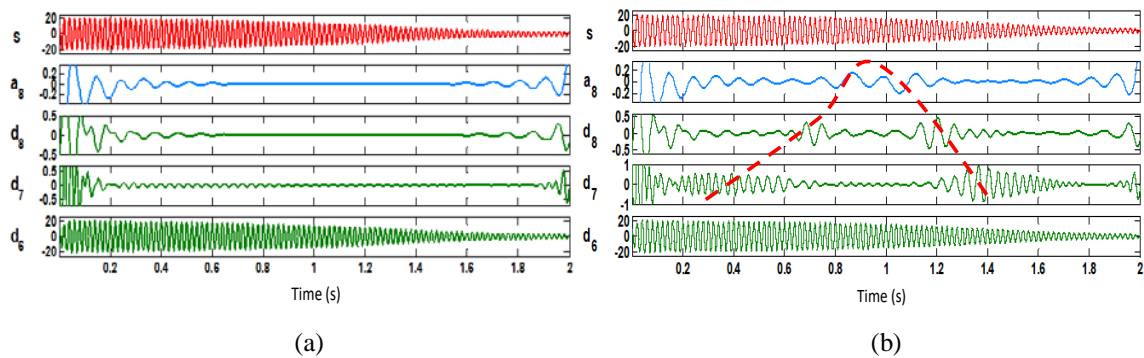


Fig.31. Aplicación de la DWT a la corriente de arranque de un motor: (a) sano, (b) con 2 barras rotas

- *Transformadas Continuas*: estas transformadas obtienen la distribución de la energía de la señal en el mapa tiempo-frecuencia (densidad de energía tiempo-frecuencia) [PONS-LLINARES 5 2015]. Se trata de transformadas que ofrecen una representación más completa del mapa tiempo-frecuencia, que se podría asimilar a una ‘fotografía’ o ‘imagen’, a modo de las gráficas mostradas en la Figura 30. Tienen, por tanto, interesantes ventajas entre las que se incluyen [ANTONINO 15 2014]: permiten la visualización más clara de las evoluciones de las componentes de fallo (tanto en la zona de altas como de bajas frecuencias), consiguen una mejor discriminación entre diversas averías o entre averías y otros fenómenos y permiten la identificación simultánea de un mayor número de componentes de fallo. Todas estas ventajas redundan en una mayor fiabilidad en el diagnóstico. Por el contrario, los principales inconvenientes de estas transformadas son: tienen mayores requerimientos computacionales (lo cual dificulta su potencial implementación en dispositivos de diagnóstico portátiles o sistemas on-line), su aplicación requiere de programas usualmente hechos a medida (no están, por tanto, fácilmente disponibles en paquetes comerciales) y no se prestan tan fácilmente a la introducción de indicadores de severidad de fallo (al menos, no existen actualmente indicadores de severidad de fallo que estén tan contrastados como los basados en la DWT).

Básicamente, existen dos grupos de transformadas, dependiendo de la forma de obtener la densidad de energía tiempo-frecuencia de la señal de corriente [PONS-LLINARES 2 2012], [PONS-LLINARES 5 2015]:



1. *Correlación con átomos tiempo-frecuencia*: en estas transformadas, la señal (corriente) se correlaciona con una serie de funciones denominadas *átomos tiempo-frecuencia*. Un átomo tiempo-frecuencia consiste en una función cuya energía se concentra en un punto del mapa tiempo-frecuencia. Por lo tanto, correlacionando la señal de corriente con un cierto átomo, se obtiene la densidad de energía tiempo-frecuencia en el punto correspondiente a dicho átomo. Algunos ejemplos de este grupo de transformadas son la *Short Time Fourier Transform* (STFT) y la *Continuous Wavelet Transform* (CWT). Ambas se han aplicado en varios trabajos para el análisis de la corriente de arranque de cara a detectar fallos en el rotor [PONS-LLINARES 5 2015], [PONS-LLINARES 1 2011, BRIZ 2008, SUPANGAT 2006, ZHANG 2003]. Una revisión de los trabajos que han aplicado este tipo transformadas a motores de inducción con fines de diagnóstico se puede encontrar en [PONS-LLINARES 2 2012].
2. *Distribuciones cuadráticas*: en este caso, se correlaciona la señal (corriente) con una traslación en tiempo y en frecuencia de la propia señal. Ejemplos de este grupo son las distribuciones de Wigner-Ville (*Wigner-Ville Distribution*, WVD) y de Choi-Williams (*Choi-Williams Distribution*, CWD). La WVD fue concebida para obtener la densidad tiempo-frecuencia de la señal analizada sin pérdida de resolución [PONS-LLINARES 2 2012]. Su principal inconveniente es la aparición de términos espurios en el mapa tiempo-frecuencia por cada par de componentes reales de la señal. Estos términos ficticios se denominan *cross-terms*. Los cross-terms pueden eliminarse utilizando varias opciones, pero a expensas de perder resolución: una alternativa es promediar la correlación con una función denominada *kernel*; dependiendo de la función kernel utilizada, se definen nuevos tipos de distribuciones cuadráticas, como la CWD. Algunos ejemplos de aplicación de la WVD a la corriente de arranque para la detección de fallos en el rotor y otras averías en motores de inducción y otros tipos de motores son [RAJAGOPALAN 1 2006], [RAJAGOPALAN 2 2008], [ROSETO 1 2007], [ROSETO 2 2009], [URRESTY 2009], [BLODT 2009], [CLIMENTE-ALARCON 1 2009], [CLIMENTE-ALARCON 2 2010], [CLIMENTE-ALARCON 3 2012], [CLIMENTE-ALARCON 4 2014]. La Figura 32 [CLIMENTE-ALARCON 4 2014] muestra la aplicación de la WVD a un motor sano (Figura 32 (a)) y a un motor con barras rotas (Figura 32 (b)), observándose las evoluciones de las componentes de fallo en este último caso, tanto en la zona de altas como en la de bajas frecuencias.

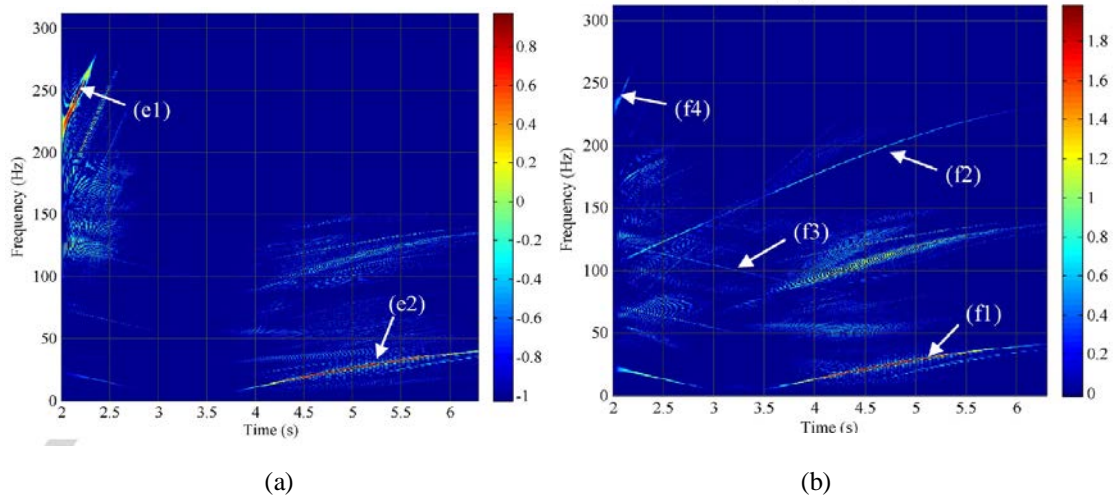


Fig. 32. WVD de: (a) MOTOR SANO (detección del PSH (e1) y del armónico lateral inferior (e2) debido a asimetría inherente),  
 (b) MOTOR CON UNA BARRA ROTA (detección de armónicos de alta frecuencia (f2, armónico de fallo de orden superior) y de baja frecuencia (f1, armónico lateral inferior) [CLIMENTE-ALARCON 4 2014].

Además de las transformadas anteriores (discretas/continuas), ha habido otras variantes que se han propuesto dentro del análisis transitorio, las cuales sería más complicado encuadrar en alguno de estos dos grupos. En este sentido, otra herramienta que se ha aplicado durante los últimos años para en análisis de corrientes transitorias con el fin de diagnosticar fallos en motores eléctricos es la transformada de Hilbert-Huang (*Hilbert-Huang Transform* (HHT)). Esta transformada basa su operación en el método *Empirical Mode Decomposition* (EMD). En síntesis, éste se basa en descomponer la señal analizada en una serie de funciones en modo intrínseco (*Intrinsic Mode Functions*, IMFs), las cuales reflejan la evolución temporal de las componentes incluidas en sus bandas de frecuencia asociadas. Para saber la banda de frecuencias asociada a cada IMF, es necesario computar el espectro de Hilbert-Huang de cada IMF que es una representación tiempo-frecuencia de la correspondiente IMF [ANTONINO 6 2009]. A diferencia de otras transformadas como la DWT, el proceso de descomposición de la señal en IMF consiste en un filtrado adaptativo; esto implica que la banda de frecuencias cubierta por cada IMF no es conocida a priori, sino que cada IMF (y su banda asociada) se va obtenido según los armónicos presentes en la señal analizada. El establecimiento del número de IMFs idóneos para el análisis de la corriente de arranque con fines de diagnóstico es una de las desventajas de esta transformada. En cualquier caso, la HHT y sus variantes basadas en el EMD han sido aplicadas en múltiples trabajos para la detección de roturas de barra y otras averías mediante el análisis de señales transitorias, tanto de corrientes como de otras magnitudes.

Como ejemplos de estos trabajos podemos citar: [ANTONINO 2 2011], [ANTONINO 6 2009], [ANTONINO 8 2009], [GARCIA-PEREZ 2014], [FAIZ 2014], [GEORGOULAS 2014], [DELGADO-ARREDONDO 2017] , [LEI 2013].



Las Figuras 33 y 34 muestran un ejemplo de la aplicación de la HHT a la corriente de arranque para un motor sano (Figuras 33 y 34 (a)), motor con una barra rota (Figuras 33 y 34 (b)) y motor con dos barras rotas (Figuras 33 y 34 (c)) [ANTONINO 2 2011]. La Figura 33 representa el IMF2 en cada uno de los casos considerados; este IMF refleja la evolución temporal de la componente de fallo (armónico lateral inferior) durante el arranque, ya que este IMF cubre la banda de frecuencias por debajo de la frecuencia fundamental (en este caso, 50 Hz), que es la banda en la que evoluciona este armónico lateral durante el arranque.

Precisamente, la Figura 34 ilustra el espectro de Hilbert-Huang de cada IMF representado en la Figura 33; como se comentaba antes, este espectro representa el contenido tiempo-frecuencia de cada IMF. Por tanto, permite visualizar el patrón en forma de V según el cual evoluciona el armónico lateral durante el arranque en el plano tiempo-frecuencia en los casos de fallo. Esta es una evidencia muy clara de la existencia de fallo en la máquina. En algunos trabajos, se han ideado ciertos indicadores de severidad del fallo basados en la HHT.

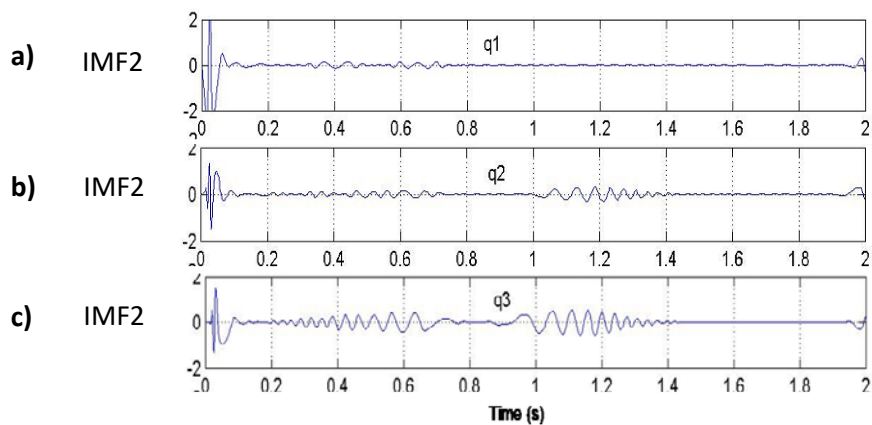


Fig.33. IMF2 resultante de la aplicación de la HHT a la corriente de arranque para el caso de:  
 (a) MOTOR SANO,  
 (b) MOTOR CON UNA BARRA ROTA,  
 (c) MOTOR CON DOS BARRAS ROTAS [ANTONINO 2 2011].

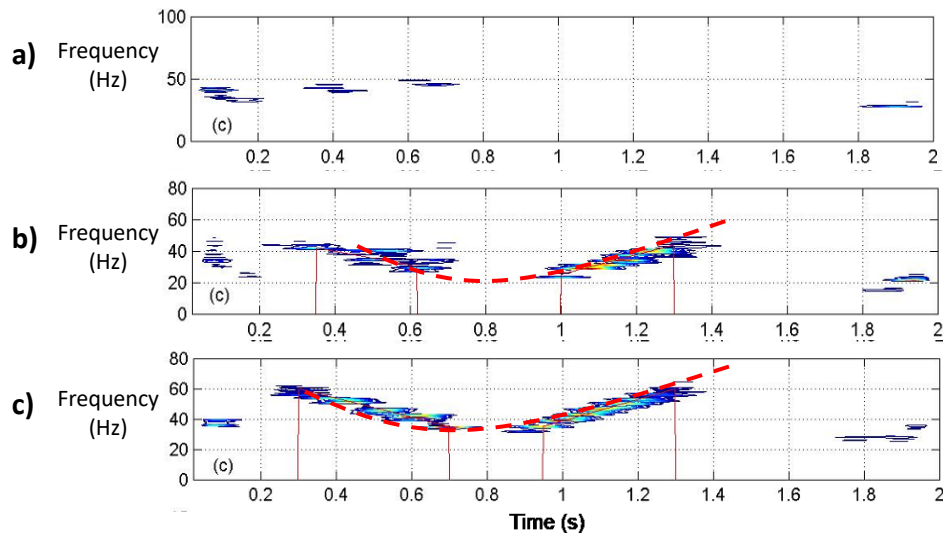


Fig.34. Espectro de Hilbert-Huang de la IMF2 resultante de la aplicación de la HHT a la corriente de arranque para el caso de:  
 (a) MOTOR SANO,  
 (b) MOTOR CON UNA BARRA ROTA  
 (c) MOTOR CON DOS BARRAS ROTAS [ANTONINO 2 2011].

Existen otros trabajos que también han propuesto técnicas alternativas basadas en análisis transitorio. En [KRAL 2000] se propone un método denominado Vienna diagnosis method, que está basado en el modelo del motor de inducción y que permite el diagnóstico incluso en el caso de arranques cortos y máquinas accionadas mediante variador. Por su parte, [STEFANI 2009] presenta una técnica de diagnóstico a través de la demodulación por traslación de frecuencia que está especialmente indicada para aplicaciones de tracción.

Cabe resaltar que el enfoque ATCSA no solamente es válido para el análisis de la corriente de arranque, sino que es aplicable para cualquier régimen de operación del motor, incluyendo transitorios de diversa naturaleza (variaciones de carga, frenados, etc...); este hecho lo hace idóneo para aplicaciones diversas en las que los transitorios son frecuentes (tracción, aplicaciones a velocidad variable, generación eólica, etc...). Especialmente interesante es el caso de motores accionados mediante variador de frecuencia, en los que la propia frecuencia que el variador aplica al motor suele ir cambiando. En este tipo de aplicaciones, como se ha comentado, la aplicación del MCSA se complica, al variar las frecuencias de los armónicos tanto en estado sano como los asociados a la avería. Aunque ha habido ciertos trabajos que han ideado métodos para paliar estas limitaciones [GARCIA-CALVA 2017], el análisis ATCSA resulta especialmente atractivo para estas aplicaciones. No obstante, la aplicación de ATCSA en estos casos requiere de herramientas tiempo-frecuencia más optimizadas, ya que las componentes de avería (de menor amplitud) suelen evolucionar muy cerca del armónico fundamental (de mayor amplitud). Varios trabajos han ideado técnicas transitorias que han dado muy buenos resultados para el caso de motores accionados mediante variador como [PONS-LLINARES 4 2014] o [DLAMINI 2014].

Excelentes trabajos en los que se revisan algunos de los artículos que han propuesto técnicas en este sentido se pueden encontrar en [GHORBANIAN 2015] y [FERNANDEZ-CAVERO 2017].

Además, la técnica se puede emplear para detectar averías de diversa naturaleza, incluyendo no solamente fallos en el rotor sino también excentricidades, así como fallos en rodamientos y en el sistema de transmisión.

#### 2.2.2.1.4 Análisis del flujo magnético

El análisis del flujo magnético ha concitado la atención de diversos autores, como herramienta útil para el diagnóstico de ciertos fallos en motores de inducción. Ya desde hace años, especialmente en grandes máquinas (como motores síncronos de gran potencia o generadores), se ha hecho uso de bobinas exploradoras instaladas en el interior de la máquina para monitorizar las fuerzas electromotrices (*fem*) inducidas por el flujo magnético en el entrehierro. La monitorización de las citadas *fem* permite detectar la aparición de eventuales fallos o anomalías. A pesar de su utilidad en este sentido, la instalación de estas bobinas o sensores solamente se suele hacer en grandes máquinas, de naturaleza especialmente crítica, en las que el coste que supone su instalación está justificado.

Por otro lado, ya desde hace años se sabe que la vigilancia del campo magnético externo, en las cercanías de la máquina, puede proporcionar información muy útil sobre la existencia de posibles anomalías en la misma [HENAO 2003]. La idea es que, si se estudia el contenido frecuencial del campo magnético externo (más concretamente, de las *fem* inducidas por dicho campo en sensores inductivos instalados en el exterior de la máquina), se puede detectar la presencia de posibles fallos, los cuales amplifican ciertas componentes en el espectro FFT de las citadas *fem*. En este sentido, algunos trabajos han demostrado la utilidad del análisis del campo magnético externo para detectar fallos como roturas de barra [CEBAN 2012], [BELLINI 2006], excentricidades [ISHKOVA 2016] e incluso cortocircuitos en el estator [ROMARY 2013].

En este sentido, para la detección de fallos en el rotor, algunos autores [BELLINI 2006] han apuntado el interés de estudiar las componentes laterales que aparecen, cuando existe avería, en torno a la frecuencia de suministro en el espectro FFT de las *fem* inducidas en un sensor inductivo externo. Por otro lado, otros autores [CEBAN 2012] han apuntado que la existencia de roturas de barra amplifica las componentes de baja frecuencia localizadas en  $s \cdot f$  y  $3 \cdot s \cdot f$  que aparecen en el espectro FFT de la citada *fem*. La evaluación de las amplitudes de estas componentes puede ser un indicador de la presencia de la avería. Esto se muestra en la Figura 35 en la que se representa el análisis FFT de la *fem* inducida en un sensor inductivo externo para un motor con rotor sano (Figura 35 (b)) y con dos barras rotas (Figura 35 (a)) [ANTONINO 5 2017]. Se observa claramente las mayores amplitudes que presentan las citadas componentes para el caso de máquina averiada.

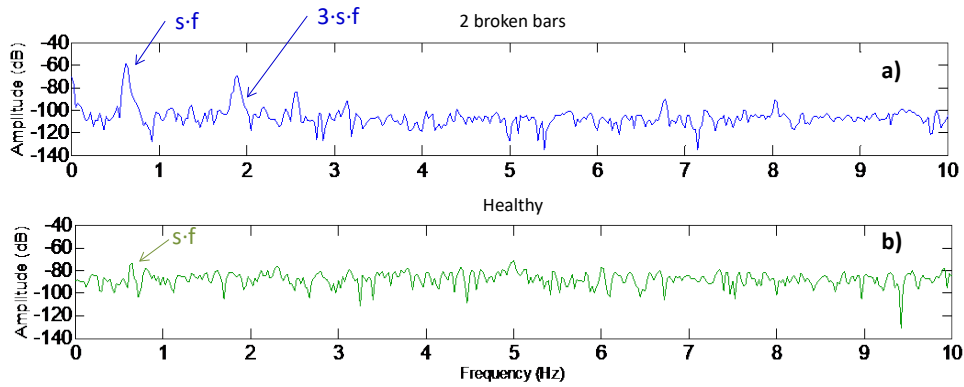


Fig.35. Espectro FFT de la señal *fem* en sensor inductivo externo para el caso de: (a) motor con dos barras rotas, (b) motor con rotor sano [ANTONINO 5 2017].

Trabajos muy recientes han propuesto el análisis del campo magnético externo durante el arranque, como vía alternativa para clasificar la existencia de fallos en el rotor y otras averías en motores de inducción. Tal y como ocurre con el análisis de corrientes, es previsible que, dado que durante dicho transitorio las corrientes y esfuerzos son mayores, se amplifiquen los efectos de los posibles fallos que estuvieran presentes, siendo más claramente visibles en las señales *fem* capturadas durante dicho transitorio. Trabajos como [ANTONINO 11 2017], [CHERIF 2017] han propuesto este análisis para detectar roturas de barra y cortocircuitos en el estator, respectivamente. La Figura 36 muestra el análisis DWT de la señal *fem* inducida en un sensor externo durante el arranque de un motor con barras rotas (Figura 36 (a)) y con rotor sano (Figura 36 (b)). En la primera de ellas se puede observar el patrón creado en las señales wavelet por la evolución de la componente *s:f*.

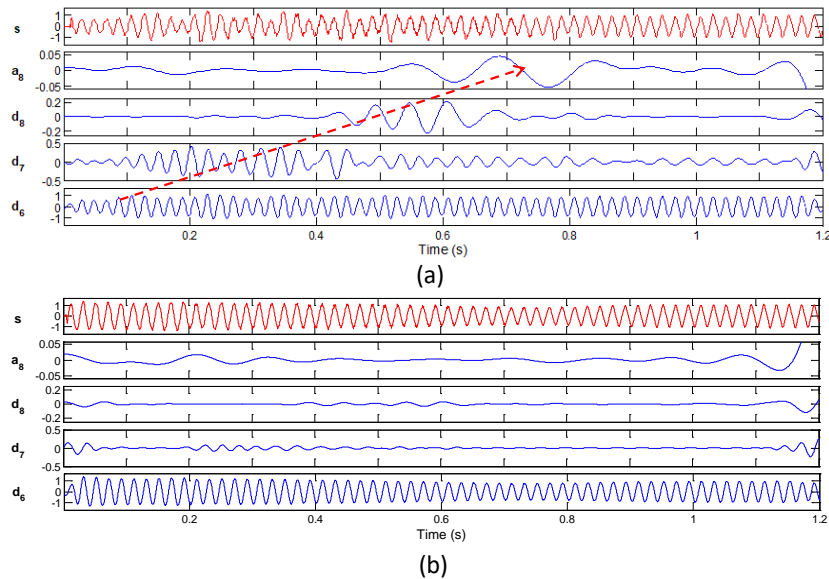


Fig.36. Análisis DWT de la señal *fem* inducida durante el arranque en un sensor inductivo externo para el caso de: (a) motor con dos barras rotas, (b) motor con rotor sano [ANTONINO 11 2017].

El análisis del campo magnético externo se ha revelado como una interesante alternativa para el diagnóstico y ofrece atractivas ventajas como su carácter no invasivo, su bajo coste y fácil implementación. Sin embargo, tiene también algunos inconvenientes que han apuntado numerosos autores, como son la elevada influencia de la posición del sensor sobre los resultados, así como la difícil introducción de indicadores fiables de severidad de fallo basados en esta magnitud. No obstante, ofrece un elevado potencial futuro como herramienta complementaria a las técnicas clásicas de diagnóstico basadas en corrientes o vibraciones.

#### 2.2.2.1.5 Otras técnicas dinámicas.

Existen también otras técnicas predictivas que se pueden aplicar con la máquina en funcionamiento. Algunas de estas técnicas se aplican con cierta frecuencia en la industria, mientras que otras son más recientes.

Por ejemplo, la *técnica de análisis de descargas parciales* resulta de utilidad para diagnosticar el estado del aislamiento del motor. El estado de esta parte del motor no resulta fácilmente diagnosticable con otras magnitudes (corrientes, temperatura, vibración), con lo que la técnica de descargas parciales es una de las escasas opciones disponibles para determinar el estado de este elemento. Además, esta técnica se puede aplicar de forma *on-line*, esto es, mientras el motor está operando (aunque existen otras variantes que permiten aplicarla de forma *off-line*). La idea subyacente a la técnica se basa en la monitorización de las descargas parciales, que son pequeñas descargas que se dan en el aislamiento (normalmente en pequeñas micro-cavidades que existen en el mismo); a medida que el aislamiento se degrada, estas micro-cavidades aumentan en número y tamaño, aumentando con ello el número de descargas. Por tanto, la monitorización del nivel de descargas en el motor da idea del nivel de degradación del aislamiento.

La aplicación *on-line* de la técnica de descargas parciales implica la instalación de unos condensadores de acoplamiento en los terminales del motor; estos condensadores permiten monitorizar las descargas del motor, a través de la medida de las corrientes de alta frecuencia que circulan por dichos condensadores. Usualmente, un sistema *on-line* de medida de descargas parciales consta de condensadores de acoplamiento, cable coaxial para conexión con equipo de medida y el propio equipo consistente en un detector de descargas. Existen diferentes fabricantes (IRIS POWER, HVDC, OMICRON...) que dotan a sus equipos de diferentes características y funcionalidades.

La técnica de descargas parciales en modo *on-line* tiene la principal ventaja de que es una de las escasas alternativas (por no decir la única) que permite diagnosticar el estado del aislamiento de forma continuada, mientras el motor está operando. Además, potencialmente, la técnica ofrece abundante información; no solamente indica el nivel de severidad de la degradación de aislamiento sino también donde puede radicar el problema. El inconveniente principal de la técnica está en la dificultad de interpretación de los resultados, ya que no resulta tan sencilla de aplicar como otras técnicas.

Además, está sujeta a una elevada influencia del ruido externo que puede afectar notablemente a la medida (usualmente se emplean técnicas especiales para el filtrado del ruido) y resulta menos propensa para la introducción de indicadores de severidad universales que permitan determinar la condición del aislamiento. A pesar de todas estas desventajas, su uso en motores eléctricos se está expandiendo de forma notable en años recientes.

Otra técnica que está teniendo cierta penetración en el ámbito industrial es la basada en el *análisis de ultrasonidos*. Las ondas de ultrasonido van más allá del rango de percepción del oído humano ( $>20$  kHz). Se ha demostrado que el uso de dispositivos que conviertan estas frecuencias ultrasónicas en sonidos audibles puede resultar útil para detectar diversos tipos de fallos y anomalías en maquinaria industrial (fallos en válvulas, problemas en compresores alternativos, cavitación en bombas, fugas en tanques o recipientes, etc...). En lo que respecta a motores eléctricos, se ha propuesto el uso de esta técnica para detectar problemas de lubricación y otros tipos de fallos en rodamientos. También se ha utilizado para la detección de barras rotas, si bien no se ha probado que aporte ventajas significativas frente a otras magnitudes para el diagnóstico de esta avería. Usualmente, se aplica con el motor fuera de producción, si bien en algunos casos es posible aplicarla de forma on-line.

Existen también otras técnicas dinámicas basadas en la monitorización de magnitudes alternativas (químicas, acústicas, térmicas, etc...), pero por su menor relevancia y/o penetración industrial, no se comentarán en este trabajo.

### **2.2.2.2. Ensayos estáticos**

Son una serie de ensayos que se llevan a cabo mientras el motor está parado y desconectado de la red de alimentación. Tienen una serie de ventajas, como el ofrecer una visión más precisa del estado de ciertas partes de la máquina, cuya salud, en ocasiones, no es fácil de diagnosticar con técnicas dinámicas (por ejemplo, el aislamiento del motor). No obstante, son ensayos más complicados de realizar y resultan, en ocasiones, farragosos y costosos. Muchos de ellos requieren del uso de equipos especiales que suelen resultar caros. Además, implican la desconexión del motor, lo cual no siempre resulta factible de realizar. Se suelen efectuar en paradas programadas de mantenimiento.

Si bien no es el objeto del presente documento profundizar en estos ensayos estáticos, se enumeran a continuación los más significativos, indicando su objetivo básico:

- *Prueba de resistencia óhmica*; regida por el estándar IEEE 118-1978, se basa en la medida de la resistencia de los bobinados de cada fase del estator. El objetivo es detectar conexiones de alta resistencia o espiras quebradas, entre otras anomalías. Se desarrolla con equipos de medida de la resistencia de elevada precisión (micróhmetros).
- *Comprobación de la resistencia de aislamiento a tierra*; basada en el estándar IEEE-43-2000 (actualizado por IEEE 43-2013), es la prueba que se desarrolla más habitualmente en el ámbito industrial. Pretende comprobar que el valor del aislamiento a tierra (muro aislante) se mantiene en valores elevados. Se efectúa con aparatos denominados Megóhmetros (o, más comúnmente, *Meggers*). La prueba tiene ciertos condicionantes prácticos que deben cumplirse (corrección con la temperatura, etc...). La normativa fija los valores mínimos de resistencia de aislamiento que se deben cumplir dependiendo de la tensión nominal del motor.
- *Medida del Índice de Polarización y Absorción Dieléctrica*; se basan en los mismos estándares que la prueba anterior. Estos parámetros están íntimamente ligados a la medida de resistencia de aislamiento, comentada en el punto anterior. Ambos parámetros informan del nivel de suciedad y humedad del aislamiento.
- *Prueba estándar capacitiva*; se basa en la medida de la capacitancia y también da idea del grado de humedad en el aislamiento.
- *Ensayos de sobretensión (HiPot)*; regidos por el estándar IEEE 95-1977, su objetivo es comprobar la rigidez dieléctrica e integridad estructural del sistema aislante. Se basan en someter al aislamiento a condiciones muy exigentes (normalmente, aplicar niveles de tensión superiores a los que el aislamiento soporta en condiciones normales) y estudiar el comportamiento del mismo. Son pruebas de tipo pasa/no pasa y existen diversas variantes dentro de las mismas.



- *Ensayos de impulso (surge test)*; basado en el estándar IEEE 522-1992, su objetivo es detectar cortocircuitos entre espiras del bobinado. Para ello, se aplican al bobinado unos impulsos de corriente con tiempos de subida muy elevados y se comparan cualitativamente unas formas de onda monitorizadas. También es un ensayo del tipo pasa/no pasa.
- *Prueba de influencia del rotor (RIC)*; prueba basada en la representación gráfica de las formas de onda de las inductancias mutuas que se obtienen al ir situando el rotor en diferentes posiciones angulares concretas. Permite detectar diversos tipos de anomalías como fallos en el rotor, problemas en el bobinado del estator y excentricidades. Sus principales inconvenientes son: implica la rotación manual del rotor, resulta tedioso y farragoso y no siempre da resultados satisfactorios.
- *Medida de la inductancia fase a fase*: su objeto es medir la inductancia de cada bobinado, de cara a determinar el nivel de desequilibrio inductivo. Permite detectar problemas como la pérdida de espiras en una fase o un bobinado incorrecto.
- *Single phase rotation test (SPRT)*: es una prueba estática que resulta interesante para verificar la existencia de posibles problemas en el rotor. Se basa en aplicar una tensión reducida entre dos fases del estator e ir rotando manualmente el rotor, midiendo el valor de corriente circulante y dibujando la evolución del valor eficaz. Variaciones en el valor de corriente son indicativas de la existencia de barras rotas. El inconveniente principal del ensayo reside en la necesidad de rotación manual del rotor.
- *Growler test*: es un método estático tradicional para detectar barras rotas. Consiste en el uso de una pequeña pieza de metal y una bobina arrollada a un núcleo magnético a la que se le aplica tensión alterna. La vibración de la pequeña pieza de metal cuando se sitúa cerca de una barra rota, es indicativa de la existencia de la avería.
- *Prueba del lazo (core ring test o loop test)*: tiene por objeto detectar defectos de aislamiento entre las chapas magnéticas del núcleo estatórico. Se basa en la extracción del rotor y el arrollamiento de una bobina externa alrededor del estator para excitar el núcleo magnético. Con ayuda de una cámara termográfica se detectan posibles puntos calientes indicativos de eventuales fallos de aislamiento entre chapas.
- *Ensayo off-line de descargas parciales*: la técnica de descargas parciales puede aplicarse de forma off-line. En este caso, se requiere el uso de una fuente de alimentación externa que permita energizar los devanados. Las principales ventajas que presente frente al ensayo on-line de descargas parciales residen en la menor influencia del ruido eléctrico y la mayor facilidad en detectar defectos localizados.



## 2.3. EL ARRANQUE EN MOTORES DE INDUCCIÓN INDUSTRIALES

Dado que esta tesis se centra en la detección de averías en el rotor mediante el análisis de la corriente de arranque, se dedica el presente epígrafe a repasar aspectos básicos del arranque en motores de inducción, así como a profundizar en el método de arranque que se considera en el presente trabajo: el arranque mediante arrancadores estáticos.

### 2.3.1. IMPORTANCIA DEL ARRANQUE

El arranque de los motores de inducción industriales puede presentar una serie de inconvenientes que se agravan según se incrementa su potencia. Durante el proceso de arranque el motor consume corrientes que pueden llegar a alcanzar valores muy elevados (la corriente de arranque puede estar entre 4 y 10 veces la intensidad nominal, dependiendo de las características del motor). El principal efecto adverso que estas elevadas corrientes de arranque provocan radica en las caídas de tensión a las que dan lugar en las líneas eléctricas que alimentan el motor. Estas caídas de tensión pueden poner en peligro o afectar al funcionamiento de otros consumos alimentados por dichas líneas en la propia instalación o, incluso, en otras plantas adyacentes (como ha llegado a ocurrir con motores de potencia muy elevada). Debido a esto, en España, el Reglamento Electrotécnico de Baja Tensión (REBT), en su instrucción ITC-BT-47, fija unos valores máximos de corriente de arranque que no se debe sobrepasar, dependiendo de la potencia del motor. Estos valores son muy restrictivos y difíciles de alcanzar en el caso de motores arrancados de forma directa. No obstante, la propia instrucción ITC-BT-47 establece que las empresas pueden prescindir de las limitaciones impuestas cuando las corrientes de arranque no perturben el funcionamiento de las redes de distribución [REBT 2002].

A pesar de esta última matización de la citada instrucción, cada vez son más las empresas que dotan a sus motores de sistemas auxiliares de arranque. El objetivo de estos sistemas es reducir o atenuar los picos de corriente que demanda el motor durante el arranque. Con ello se busca, ya no solamente disminuir las citadas caídas de tensión a las que dan lugar dichas sobrecorrientes, sino también intentar preservar el estado de los diferentes componentes del motor, ya se reducen los esfuerzos electrodinámicos a los que se ven sometidos muchos de estos componentes como el aislamiento del estator o la propia jaula del rotor.

Muchos de los sistemas auxiliares de arranque se basan en alimentar el motor con una tensión reducida durante el citado transitorio. Con ello se consigue una disminución de la corriente demandada por el motor (tanto de la corriente de fase como de línea). Se repasan en el próximo punto distintas modalidades existentes antes de abordar con mayor detalle el método basado en el uso de arrancadores estáticos.

### 2.3.2. MODALIDADES DE ARRANQUE DE MOTORES DE INDUCCIÓN

En el presente epígrafe se describen brevemente los principales tipos de arranque para motores de inducción industriales, haciendo hincapié en sus ventajas e inconvenientes:

**Arranque directo.** Consiste en arrancar el motor a su tensión nominal, conectándolo directamente a la red eléctrica de alimentación. Es el método de arranque más simple, más económico (no se necesitan sistemas auxiliares) y el más empleado. Con este método, la corriente durante el transitorio de arranque puede alcanzar valores de hasta 8 o 10 veces el valor de la corriente nominal. Estos elevados valores de corriente se pueden mantener durante varios segundos. La duración del arranque depende de múltiples factores como la inercia a mover (del conjunto motor-carga), el nivel de carga, el par motor... Como se ha comentado, estas corrientes pueden causar caídas de tensión indeseadas en las líneas de alimentación. Aunque el motor está diseñado para que sus elementos soporten los efectos de dichas corrientes, un número excesivo de arranques o arranques muy pesados pueden acabar afectando a la integridad de los citados componentes del motor, debido a los esfuerzos electrodinámicos y térmicos a los que dichas corrientes dan lugar.

En la Figura 37 se muestra la forma de onda de la señal de corriente durante un arranque directo de un motor de 1,1 kW, capturada con un osciloscopio de laboratorio [ANTONINO 12 2016]. Se observan los elevados valores que alcanza la corriente, los cuales se mantienen durante varios ciclos.



Fig.37. Forma de onda de la corriente de arranque en un arranque directo [ANTONINO 12 2016]

**Arranque estrella-triángulo.** Se trata de un método relativamente económico indicado para motores que no estén muy exigidos por el par de carga en el arranque. Al arrancar con los devanados del estator conectados en estrella, con este tipo de arranque se consigue que tanto la tensión como la intensidad en cada una de las fases del motor sea  $\sqrt{3}$  veces menor y la corriente demandada de la red 3 veces menor que en el caso de la conexión en triángulo (siendo requisito indispensable para su aplicación, como es sabido, que la tensión nominal de cada una de las fases sea coincidente con la de la red de alimentación).

En el esquema de la Figura 38 se muestran las tensiones y corrientes de fase y de línea, según si el tipo de conexión es estrella o triángulo, así como la relación entre ellas [ANTONINO 12 2016].

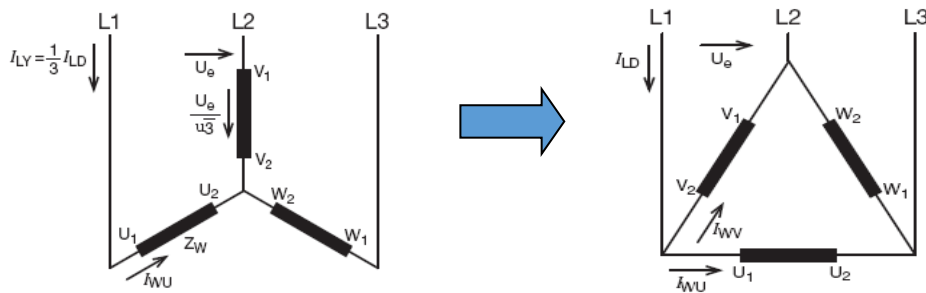


Fig.38. Corrientes y tensiones en Estrella (Izda.) y Triángulo (Dcha.) [ANTONINO 12 2016]

Por otro lado, debido a que el par es función del cuadrado de la tensión de fase  $T = f(U^2)$ , éste será 3 veces menor que con el arranque directo, cuestión que habrá que considerar junto con el par resistente que ha de vencer la máquina durante el arranque.

Otro inconveniente es el transitorio de conmutación que se produce en el cambio de estrella a triángulo y que puede dar lugar a picos de corriente considerablemente mayores que los del arranque directo. Esto se debe a que, cuando se desacopla el motor, pasa a funcionar como generador mientras se reduce su frecuencia para volverse a acoplar a la red conectado en triángulo sin reducción de tensión y a 50 Hz.

Finalmente, otro problema del método radica en la elección de un tiempo de conmutación adecuado (esto es, el tiempo durante el cual el motor permanece conectado en estrella antes de pasar a triángulo). En muchas ocasiones, no resulta fácil la elección del tiempo de conmutación idóneo, ya que la duración del arranque puede variar de un arranque a otro, en función por ejemplo del nivel de carga. La elección de un tiempo de conmutación demasiado corto puede implicar que no se eviten los importantes picos de corriente durante el arranque, mientras que la elección de un tiempo de conmutación excesivamente largo puede provocar que el motor opere en estrella durante un tiempo en régimen permanente, con menores prestaciones de par. La Figura 39 muestra un ejemplo de arranque estrella-triángulo con conmutación correcta. Como se observa, ésta se realiza una vez ha concluido el arranque, nada más se alcanza el permanente.

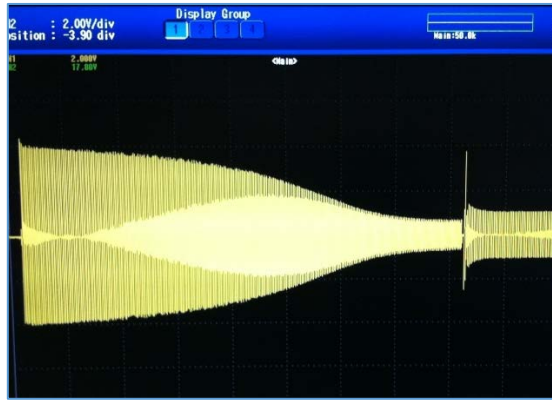


Fig.39. Corriente de arranque estrella-triángulo con conmutación correcta [ANTONINO 12 2016]

La Figura 40 muestra sendos ejemplos de arranque estrella-triángulo con conmutación incorrecta. Como se observa, al ser el tiempo de conmutación demasiado corto, se pasa a triángulo cuando todavía no ha terminado el transitorio de arranque, no evitándose la elevada corriente, al ser ésta mayor en triángulo. Además, se agrava el efecto del pico instantáneo de corriente durante el transitorio de conmutación. Éste ocurre cuando el magnetismo residual del rotor está en oposición de fase con el campo magnético generado por la corriente del estator y podría alcanzar valores muy elevados, de hasta 20 veces el valor de la nominal [PINEDA 2008], [ABB 2 2008].

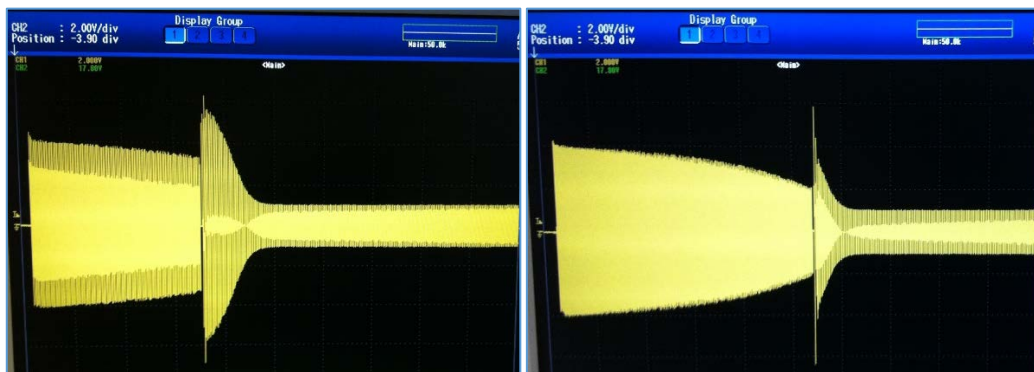


Fig.40. Señales de corriente de arranque estrella-triángulo con conmutaciones incorrectas [ANTONINO MASTER 2016]

Finalmente, téngase en cuenta que, al depender el tiempo de arranque de forma inversa con el par motor, y verse éste último disminuido en el arranque estrella-triángulo (en comparación con arranque directo), el tiempo de arranque será mayor. Esto es evidente si se comparan las Figuras 39-40 (estrella-triángulo) con la Figura 37 (arranque directo). Esta mayor duración del arranque respecto a la duración en arranque directo es una característica común de todos los métodos de arranque a tensión reducida que se analizan en este epígrafe.

**Arranque con resistencias en el devanado estático.** Este arranque está recomendado para motores medianos, entre decenas y centenas de kW o con fuertes inercias y que no necesitan pares de arranque especialmente altos. Se trata de un método más caro que en el caso anterior.

Conociendo la relación que existe entre la intensidad ( $I_{arr}$ ) y el par de arranque ( $T_{arr}$ ), se pueden insertar resistencias de valores adecuados en serie con los devanados del estator para conseguir la reducción de tensión deseada. En la Figura 41 [ABB 2 2008] se muestra un esquema del circuito de potencia con este arrancador.

Una vez finalizado el arranque, hay que aislar las resistencias de la red para evitar consumos innecesarios de energía, lo cual producirá transitorios de conexión-desconexión, si bien será más suave que con el arranque estrella-triángulo, ya que en este caso la configuración del bobinado siempre es la misma [MARTINEZ 2016].

Dentro de esta modalidad de arranque, existen diversas variantes: uso de resistencias líquidas, resistencias electrolíticas, etc...todas ellas basadas, de una u otra forma, en la filosofía arriba expuesta.

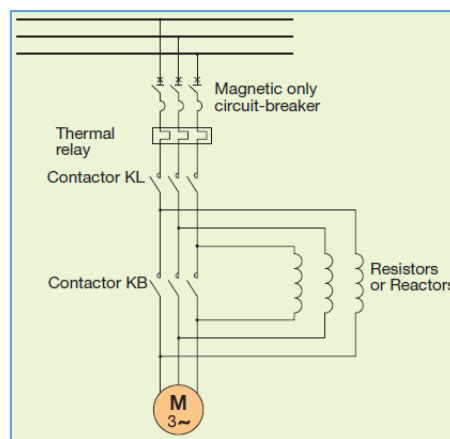


Fig. 41 Circuito de potencia de un arrancador con resistencias en el devanado estático [ABB 2 2008]

Este tipo de arranque, también basado en alimentar el motor a tensión reducida durante el arranque, resulta más caro que los anteriores. Sin embargo, permite ajustarse mejor a las necesidades de la carga a arrastrar, eligiendo los valores de resistencias necesarios.

**Arranque mediante autotransformadores.** Se trata de un sistema normalmente más caro que el arranque estrella-triángulo y que está especialmente indicado para motores con altas inercias de medias y altas potencias. Resumidamente, la reducción de la tensión (y de par) se consigue a través de los devanados de un transformador; este permite ir aplicando escalones de tensión crecientes al motor (por ejemplo, 50%, 65%, 80% y 100% de la tensión nominal) y se puentea automáticamente cuando el motor alcanza aproximadamente las condiciones de velocidad de régimen permanente (80-90%). En la Figura 42 se muestra el circuito de potencia tipo de este arrancador [ABB 2 2008].

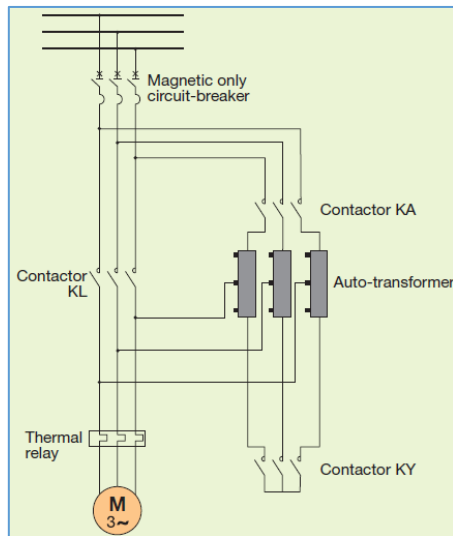


Fig. 42. Circuito de potencia de un arrancador mediante autotransformador [ABB 2 2008]

Este método no evita los picos de corriente durante los transitorios de conmutación de una etapa de tensión a la siguiente. También implica la elección de un tiempo de conmutación por parte del usuario (con los riesgos antes expuestos). Además, como todos los métodos de arranque a tensión reducida, conlleva un tiempo de arranque mayor en comparación con el arranque directo.

**Arranque mediante la inserción de resistencias rotóricas.** Este método de arranque se diferencia de los anteriores (métodos de arranque a tensión reducida) y solamente se puede realizar en motores de inducción con rotor bobinado. Como se comentó en capítulos previos, los motores con rotor bobinado son más caros de fabricar y también precisan de un mantenimiento más complejo y costoso. Su utilización queda limitada para aplicaciones donde se requieren pares de arranque muy elevados y cuando no existe otro tipo de arranque capaz de soportar el transitorio de corriente necesario. Este método se basa en intercalar resistencias desde el exterior (reóstato de arranque), que quedan conectadas en serie a los devanados del rotor a través de los anillos rozantes.

Con esto se consigue reducir la corriente de arranque de forma importante, a la vez que aumenta el par de arranque con respecto al del arranque directo, ya que el deslizamiento de par máximo aumenta a medida que lo hace el valor de las resistencias [PINEDA 2008] (en otras palabras, a medida que se añade resistencia la curva par motor-velocidad se desplaza hacia la izquierda).

En la Figura 43 se muestra la curva de par (en negrita) en función del deslizamiento para un motor de este tipo, en el que se aprecian los escalonamientos debidos a los cambios de resistencias durante el arranque. Se observa que, con este método, se consigue un mayor par de arranque que el que se lograría con arranque directo.

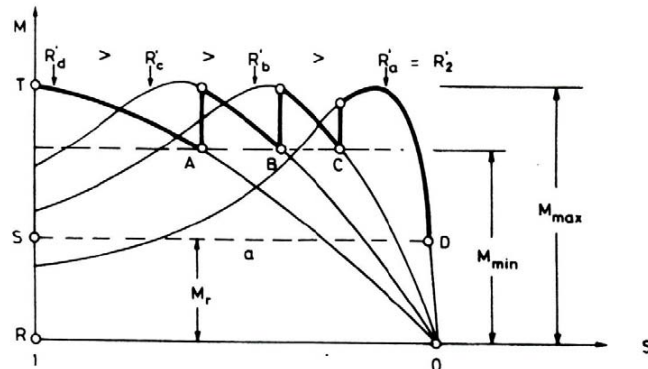


Fig. 43. Curva de par de un motor de rotor bobinado [ANTONINO 12 2016]

En la Figura 44 [ANTONINO 12 2016] se compara la forma de onda de la corriente de arranque para un motor de rotor bobinado sin resistencias intercaladas (Figura 44 (a)) y con una resistencia máxima intercalada con el devanado del rotor (Figura 44 (b)), observándose el menor valor de la corriente en este último caso.

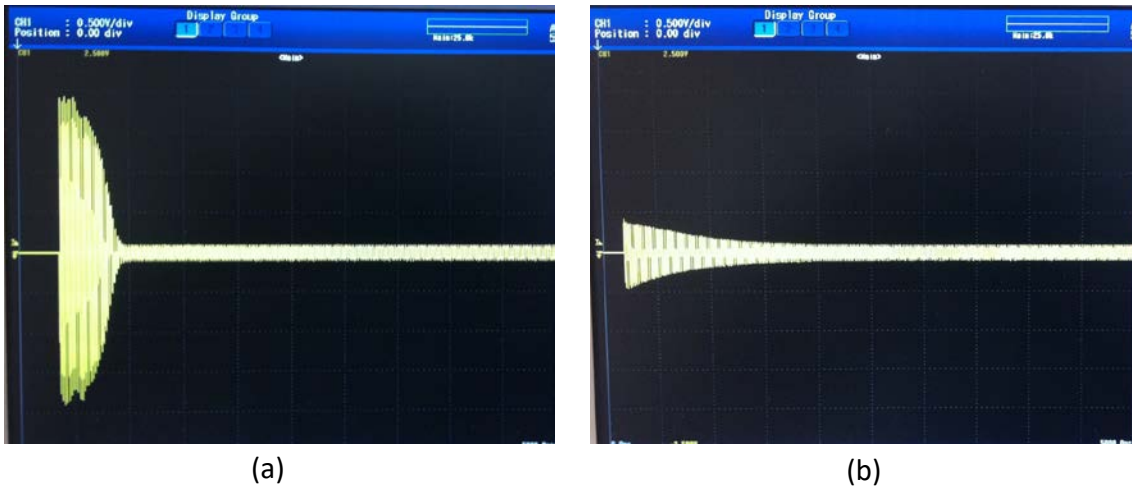


Fig.44. Formas de onda de la corriente de arranque de un motor de rotor bobinado para el caso de:  
 (a) sin resistencia intercalada con el devanado del rotor,  
 (b) máxima resistencia intercalada con el devanado del rotor [ANTONINO 12 2016]



## 2.4. ARRANQUE MEDIANTE ARRANCADOR ESTÁTICO

Se trata de uno de los sistemas de control más modernos en la industria junto con los variadores de frecuencia, basado en la electrónica de potencia mediante semiconductores [MERINO 2016]. Los arrancadores estáticos se utilizan principalmente para reducir las altas corrientes y pares pulsantes de arranque en motores de inducción [BRIZ 2 2009].

A pesar de que con frecuencia son confundidos entre sí por muchos usuarios industriales, los arrancadores estáticos son elementos diferentes a los variadores de frecuencia. La función de estos últimos es principalmente el control de la velocidad del motor; esto se consigue mediante la variación de la frecuencia de alimentación que lleva a cabo el variador. Si bien es cierto que el uso de variadores contribuye a limitar las elevadas corrientes durante el arranque (al elevarse progresivamente la frecuencia durante el arranque, en el caso más usual), con los consiguientes efectos positivos sobre algunos componentes del motor, ésta no es la función primordial del variador que, como se ha dicho, está centrada en el control de la velocidad. Por el contrario, los arrancadores estáticos intervienen durante el arranque y su función principal es limitar las corrientes de arranque. A diferencia de los variadores, los arrancadores basan su funcionamiento en la variación de la tensión aplicada al motor, manteniendo la frecuencia intacta. Los variadores de frecuencia suelen ser más caros que los arrancadores, para la misma potencia, al ofrecer una mayor funcionalidad. Esta tesis se centra en el diagnóstico de fallos en motores accionados mediante arrancadores estáticos. No se considera, por tanto, el caso de motores alimentados mediante variador de frecuencia, los cuales, por otro lado, se han abordado en trabajos recientes de gran interés que han ideado técnicas para facilitar su diagnóstico [PONS-LLINARES 4 2014], [DLAMINI 2014], [GHORBANIAN 2015], [FERNANDEZ-CAVERO 2017].

La Figura 45 muestra las formas de onda de la corriente de arranque para dos motores industriales, ambos de 400V y 265 kW. El motor de la Figura 45 (a) está alimentado mediante variador de frecuencia, mientras que el de la Figura 45 (b) era arrancado utilizando un arrancador estático. Se observan las diferentes formas de onda, las cuales responden a las diferentes formas de funcionamiento de ambos accionamientos: en el caso del variador, la corriente va aumentando progresivamente durante el arranque, a medida que aumenta la frecuencia de consigna del variador. En el caso del arrancador, la corriente de arranque llega a un valor máximo que no sobrepasa (en este caso está habilitada la opción de limitación de corriente); esto se logra modificando la tensión que alimenta el motor. Se puede observar que, en el caso del motor con arrancador, aunque se limitan las corrientes de arranque, éstas todavía alcanzan valores que pueden llegar a ser de varias veces la corriente nominal.



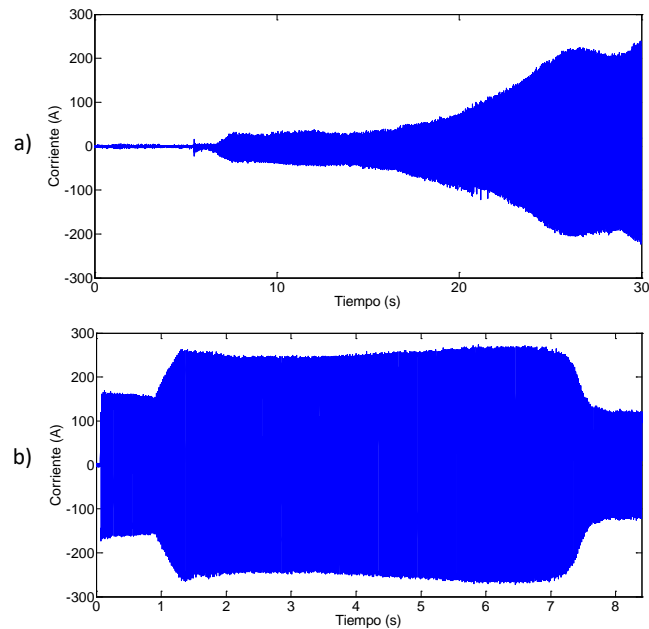


Fig.45. Formas de onda de la corriente de arranque de dos motores industriales de 400V y 265 kW:  
 (a) Motor alimentado mediante variador de frecuencia,  
 (b) Motor accionado mediante arrancador estático [ANTONINO 10 2015]

El arranque mediante arrancador estático se encuadra dentro de los métodos de arranque a tensión reducida. A diferencia de los métodos expuestos con anterioridad (arranque mediante autotransformador, estrella-triángulo, resistencias estáticas...), el arrancador hace uso de electrónica de potencia para regular la tensión aplicada al motor, la cual resulta inferior a la tensión aplicada en arranque directo. Debido a que el arrancador actúa sobre la tensión, reduciéndola, hay que tener precaución cuando se utiliza en aplicaciones que requieren pares de arranque altos. En efecto, al disminuir la tensión aplicada en bornas del motor, el par motor lo hace proporcionalmente al cuadrado de la reducción de tensión eficaz y puede haber problemas si el par motor resultante no es suficiente para vencer al par resistente durante el arranque.

Sin embargo, los arrancadores sí están indicados para múltiples aplicaciones que requieran de un gran número de arranques y paradas, como las bombas de control de caudal, o las que requieren arranques y paradas suaves como puedan ser las cintas transportadoras.

#### 2.4.1. PRINCIPALES CARACTERÍSTICAS. VENTAJAS Y DESVENTAJAS DEL USO DE ARRANCADORES ESTÁTICOS.

Antes de explicar su principio de funcionamiento, se comentan las principales ventajas que presentan los arrancadores frente a los anteriores sistemas de arranque. Entre estas ventajas, podemos citar [ABB 2 2008], [RANDERMANN 2010]:

- *Número de arranques prácticamente ilimitado*: los arrancadores evitan en gran medida el uso de elementos electromecánicos que son más susceptibles de desgaste y deterioro (contactores).
- *Reducción de contactos y partes móviles*: al basarse en el uso de circuitos electrónicos, se disminuye la necesidad de elementos móviles y se reducen el número de conexiones de potencia.
- *Arranques progresivos y sin brusquedades*: se evita el transitorio de conmutación característico de muchas de la anteriores modalidades de arranque (estrella-triángulo, autotransformador...). Además, la tensión aplicada al motor aumenta más gradualmente que muchas modalidades anteriores (estrella-triángulo, autotransformador).
- *Mejoran la eficiencia*: el arrancador permite elegir la tensión aplicada durante el arranque, ajustándose mejor a las necesidades concretas del motor y a los requerimientos de la carga accionada. Con ello se consigue un ahorro de energía frente a otros sistemas.
- *Detección de una posible pérdida de alguna de las tres fases, tanto a la entrada como a la salida del arrancador*; muchos arrancadores vienen dotados de funcionalidades de detección de fallo básicas, como la detección de la caída de una fase. Se prevé que en un futuro cercano se pueden implementar funciones más sofisticadas de diagnóstico del motor dentro del propio arrancador.
- *Posibilidad de la activación del arranque o la parada directamente a través de un PLC o un microprocesador*; la posibilidad de actuación vía PLC es otra de las ventajas que ofrecen los arrancadores, con el potencial que ello supone. Ello permite la inserción de estos elementos en sistemas de automatización industrial de forma más sencilla que otros sistemas de arranque, ofreciendo además una amplia gama de posibilidades adicionales (actuación remota, comunicación...).
- *Elevada versatilidad para el usuario*: a diferencia de los anteriores sistemas, que ofrecen una menor flexibilidad al usuario, los arrancadores brindan la posibilidad de que el usuario seleccione o fije muchos parámetros del arranque. Entre otras alternativas, permiten limitar la corriente de arranque, elegir distintas rampas de tensión iniciales, control del tiempo de arranque o controlar el proceso de parada mediante la reducción de voltaje.

- Algunos arrancadores permiten también actuar durante la parada del motor, suavizando la misma.
- Además, algunos tienen la posibilidad de actuar, no solamente durante el arranque, sino también durante el funcionamiento normal del motor, reduciendo la tensión durante los periodos en que la potencia que suministra el motor y el par exigido están muy por debajo de los nominales. Esto produce, por un lado, *mejoras en el rendimiento* al disminuir las pérdidas magnéticas que son función del cuadrado de la tensión y, por otro, *mejora el factor de potencia*, ya que disminuye la intensidad de vacío o magnetizante algo más que la bajada de tensión por estar en la zona de saturación magnética.

Por otro lado, no hay que obviar los inconvenientes que supone el uso de arrancador. Al ser un método de arranque a tensión reducida, supone una *disminución del par motor*, lo cual, una vez más, debe tenerse en cuenta a la hora de mover una determinada carga, ya que se debe comprobar si el par de arranque es suficiente o si puede haber problemas de arranque. Además, el incremento del deslizamiento durante el arranque se traduce en un incremento en las pérdidas de Joule rotóricas.

Por otro lado, como más adelante se analizará con más detalle, la electrónica de potencia del arrancador actúa sobre la onda de tensión, rectificándola. Ello supone la *introducción de armónicos adicionales* en la onda de tensión que se aplica al motor. Estos armónicos pueden tener efectos colaterales adversos como pérdidas y calentamientos adicionales, presencia de pares parásitos y aparición de vibraciones y ruido.

Finalmente, como se ha comentado, el uso de arrancadores para limitar la corriente de arranque *no implica que las corrientes no alcancen altos valores* que, si bien inferiores a los valores que se alcanzan en arranque directo, pueden ascender a varias veces el valor de corriente nominal. Además, estas corrientes están presentes durante intervalos de tiempo más largos que en arranque directo (ver Figura 45 (b)). Ello implica que, si bien en menor medida que en arranque directo, el rotor y otros componentes de la máquina también sufren, aunque el arranque sea más suave.

Como se ha comentado, la forma básica de actuación del arrancador es regular el módulo de la tensión que se aplica al motor. Existen dos opciones básicas de arranque que son comunes a muchos arrancadores estáticos. Por un lado está la opción *rampa de tensión*, según la cual el arrancador aplica al motor una tensión con un valor eficaz gradualmente creciente, partiendo de un valor inicial prefijado. En esta modalidad, el usuario puede fijar parámetros como la duración de la rampa o el valor de tensión inicial. Por otro lado, también existe la opción de *limitación de corriente*, la cual consiste en fijar un valor máximo de corriente que no se sobrepasará durante el arranque. En este caso, el usuario puede fijar dicho valor, el cual se suele expresar como un múltiplo de la corriente nominal ( $3 \cdot I_n$ ,  $5 \cdot I_n$ , etc...).

Ambas opciones (rampa de tensión y limitación de corriente) pueden coexistir, de forma que, si lo hacen, el arrancador aplica una rampa de tensión creciente de forma que la corriente del motor sube hasta que se llega al máximo valor permitido, fijado por la opción limitación de corriente, el cual no se sobrepasa durante todo el arranque.

En la Figura 46 se comparan las evoluciones del valor eficaz de la corriente en función del tiempo durante un arranque del motor bajo tres modalidades distintas: arranque directo, arranque con arrancador estático (opción rampa de tensión) y arranque con arrancador estático (opción limitación de corriente). Obsérvese que el valor máximo que alcanza la corriente, bajo cualquier modalidad de arranque mediante arrancador, es mucho más reducida que en el caso de arranque directo, si bien el arranque se hace mucho más largo.

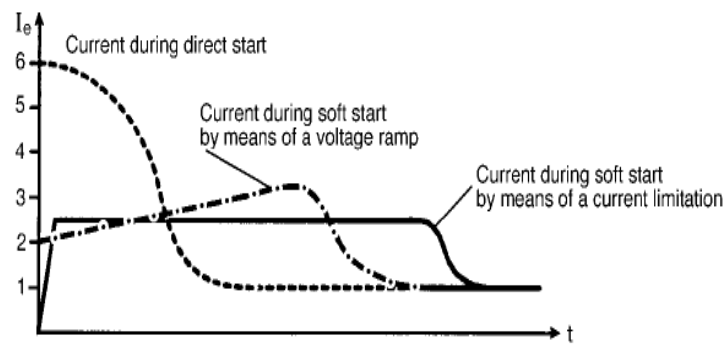


Fig. 46. Evolución del valor eficaz de la corriente bajo tres modalidades de arranque [ANTONINO 12]

Como se ha explicado, la disminución de la corriente aplicada al motor repercute en el par motor, haciendo que éste se vea reducido en un factor igual al cuadrado de la disminución de la tensión. Esto se ilustra en la Figura 47, en la que se comparan las curvas de par en función de la velocidad para los tres tipos de arranque representados en la Figura 46. Se observa una caída del par en las modalidades de arranque mediante arrancador (respecto al caso de arranque directo), que hay que tener muy presente a la hora de mover una determinada carga ya que, si no se seleccionara correctamente el arrancador o no se fijan bien los parámetros del mismo, pudiera haber problemas durante el arranque e, incluso, pudiera ser que el motor no arrancara.

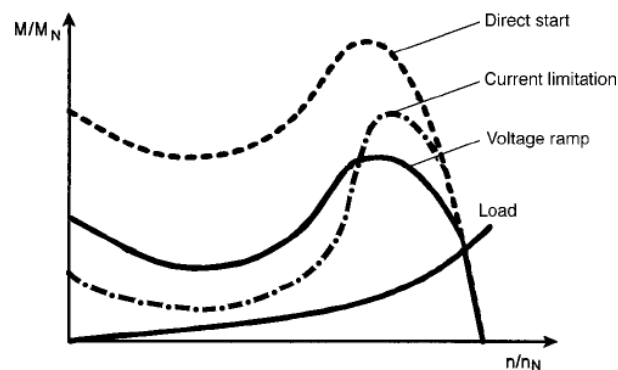


Fig. 47. Curvas de par bajo tres modalidades de arranque [ANTONINO 12]

Finalmente, en la Figura 48 se comparan las curvas corriente-velocidad y par-velocidad de un motor para los casos de: arranque directo, arranque estrella-triángulo y arranque mediante arrancador estático. Como se observa, mediante el arrancador estático se consiguen valores de corriente máxima menores, así como una curva de par más suave y progresiva que con los otros dos métodos [ABB 2 2008].

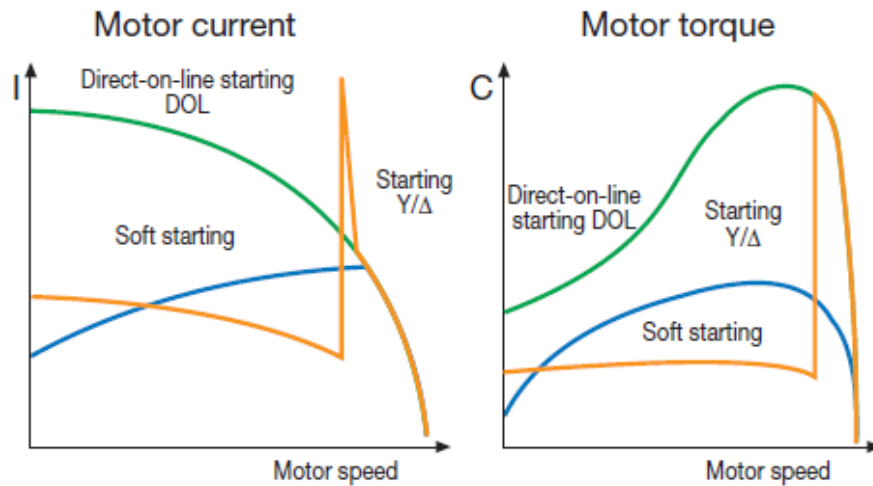


Fig. 48. Curvas corriente-velocidad y par-velocidad para distintos métodos de arranque: arranque directo (verde), arranque estrella-triángulo (naranja) y arranque mediante arrancador (azul) [ABB 2 2008]

## 2.4.2. PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO Y PRINCIPALES ELEMENTOS DEL ARRANCADOR ESTÁTICO

Un arrancador estático está compuesto básicamente por 2 bloques principales; *el bloque de potencia*, constituido usualmente por tiristores, de modo que en cada fase controlada hay dos semiconductores en oposición o en antiparalelo y *el bloque de control*, constituido por una placa electrónica que gobierna el ángulo  $\alpha$  de disparo de los tiristores (el existente entre el cruce por cero del voltaje de entrada y el instante de disparo), cuyo tiempo de conducción puede variar desde 0 hasta un máximo de  $\pi$  radianes eléctricos para cada tiristor [MERINO 2016]. En la Figura 49 se representa un esquema de funcionamiento de los principales bloques de un arrancador estático conectado al circuito de potencia.

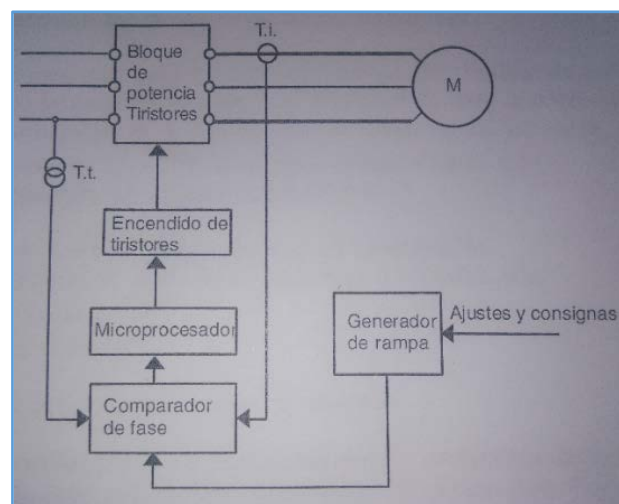


Fig. 49. Esquema de funcionamiento de un arrancador estático [MERINO 2016]

Por ejemplo, en el caso de tensión controlada de consigna, las tensiones medidas se convierten a tensión normalizada de c/c mediante el rectificador del bloque de control. Esta señal rectificada se compara con la de consigna y la señal de error resultante se recoge en un regulador PID (controlador Proporcional, Integral, Derivativo), que determina la corrección en el ángulo de encendido de los tiristores para minimizar las desviaciones entre ambas señales.

El valor de la tensión umbral inicial  $U_0$  no suele bajar del 40% respecto de la tensión nominal  $U_N$ , esto es, un par del 16% ( $0,4^2$ ) del que se obtendría con un arranque a tensión nominal. Para lograr estas tensiones de partida tan bajas, los ángulos de disparo deben subir hasta unos  $140^\circ$ , produciéndose un alto contenido en armónicos de tensión.

Los arrancadores estáticos producen componentes en frecuencia adicionales al arranque directo en la señal de tensión de salida, cuya magnitud relativa será función de la variación del ángulo de disparo de los tiristores con el tiempo [BRIZ 2 2009].

### 2.4.2.1. Bloque de potencia

Los tiristores habitualmente empleados son los rectificadores controladores de silicio (SCR). La forma habitual de disparar los SCR es aplicando un pulso a la puerta [MERINO 2016].

Un tiristor se activa incrementando la corriente del ánodo. Si un tiristor está polarizado en directa, al aplicar un voltaje positivo  $V_d$  lo bastante elevado entre la compuerta y los terminales del cátodo, se inyectará una corriente en la compuerta que activará el tiristor. Mediante corrientes de disparo de unos pocos miliamperios, los SCR son capaces de conducir corrientes de incluso algunos miles de amperios. Una vez disparado, éste continúa conduciendo aunque el impulso de la puerta desaparezca [ALCALDE 2008].

El tipo de conmutación es natural, esto es, con tensión de alimentación en c.a, al pasar la corriente del tiristor por cero, aparece un voltaje inverso que reduce la corriente directa a un nivel por debajo de la de mantenimiento, desactivándolo de forma natural.

En la región de polarización inversa, el SCR se comporta de forma idéntica a un diodo normal [RASHID 1995], como se aprecia en la Figura 50, en la que se representa la curva característica de un SCR.

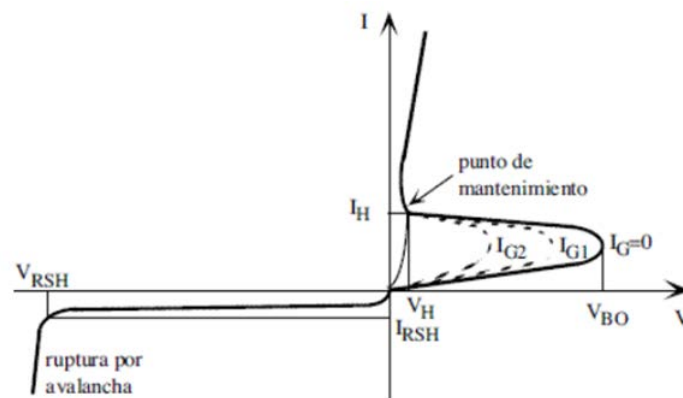


Fig.50. Curva característica del SCR, donde  $I_H$  es la corriente de retención,  $V_{BO}$  el voltaje de ruptura en directa y  $V_{RSH}$  el voltaje de ruptura en inversa [UNICROM].

Los arrancadores estáticos empleados en los experimentos son reguladores trifásicos de onda completa constituidos por tiristores de triodo bidireccional (TRIAC). El TRIAC puede considerarse como dos SCR conectados en antiparalelo con una compuerta común y dos ánodos, como se describe en la Figura 51.

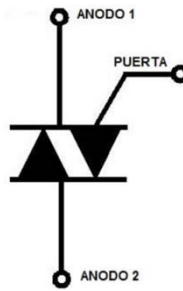


Fig. 51. Representación del TRIAC [AREATECNOLOGIA]

Por tanto, un TRIAC se puede activar mediante una señal positiva o negativa en la misma compuerta  $G$ : suponiendo que el *ánodo 1* es positivo respecto al *ánodo 2*, aplicando una señal positiva entre la compuerta y el *ánodo 2* se puede activar el TRIAC. Y al contrario, si el *ánodo 1* es negativo respecto al *ánodo 2*, la activación se producirá aplicando una señal negativa entre la compuerta y el *ánodo 2* [RASHID 1995].

#### 2.4.2.2. Bloque de control

En cuanto al circuito de disparo o de compuerta de los tiristores, a diferencia del circuito de potencia, se mantiene a un voltaje bajo, entre 12 y 30 V habitualmente. Si las señales de compuerta se aplican a tiristores que controlan cargas puramente resistivas, dichas señales pueden consistir en pulsos cortos.

Sin embargo, en el caso de cargas inductivas como los motores de inducción, el periodo de conducción del tiristor depende adicionalmente del factor de potencia de la carga. Esto hace que aparezcan desfases entre las ondas de tensión y corriente y que por consiguiente haya que variar el instante en el que se aplica la señal de compuerta.

Suponiendo que el *SCR 2* se dispara en el ángulo eléctrico  $(\pi + \alpha)$ , en ese instante el *SCR 1* seguiría conduciendo debido a la inductancia de la carga, ya que su señal de corriente aún no ha pasado por 0. El *SCR 1* se desactivará en el instante referido a la señal de tensión,  $\beta = (\alpha + \delta) > \pi$ , siendo  $\delta$  el ángulo de conducción.

Si el pulso de compuerta del *SCR 2* es demasiado corto, cuando la señal de corriente del *SCR 1* pasa por 0, el pulso ya se ha extinguido y por tanto el *SCR 2* no se activará.

Una posible solución sería la aplicación de señales continuas de duración  $(\pi - \alpha)$ , pero se aumentarían considerablemente las pérdidas de conmutación de los tiristores.



La solución habitual es la aplicación de un tren de pulsos de corta duración que se obtiene mediante un embobinado auxiliar, como se describe en el esquema de la Figura 52 [RASHID 1995].

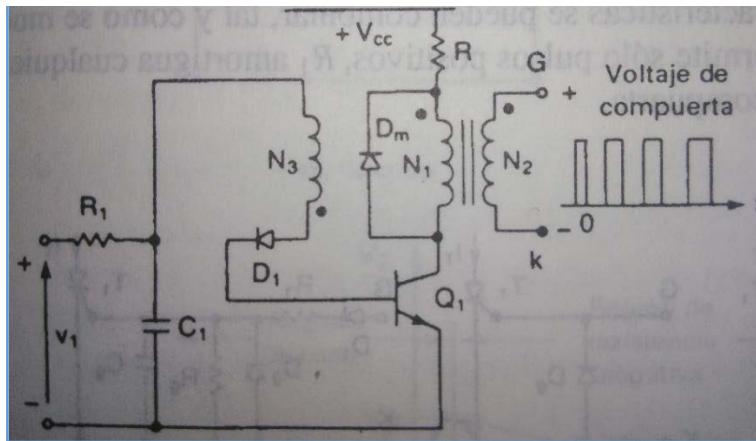


Fig.52. Circuito de disparo de los tiristores: aislamiento con transformadores de pulso [RASHID 1995]

Para que el tren de pulsos aparezca, se requiere que la activación y desactivación del transistor  $Q_1$  sea continua, lo cual sucederá siempre que exista la señal de entrada  $V_1$  al circuito. En función del valor que tomen el ángulo de disparo  $\alpha$  y el de la carga  $\theta$ , las señales de tensión y corriente serán senoidales, caso en el que  $\alpha < \theta$ .

Si  $\alpha = \theta$ , entonces  $\beta - \alpha = \delta = \pi$ , es decir, el tiristor conduce durante  $180^\circ$ . Pero en el caso en que  $\alpha > \theta$ , la corriente de carga será discontinua y no senoidal [RASHID 1995].

A continuación, en la Figura 53 se representa el esquema de los circuitos de alimentación (parte izquierda), control (parte central) y potencia (parte derecha) del arrancador *Omron* con 3 fases controladas, empleado en los experimentos. En el circuito de potencia se pueden observar los TRIAC dispuestos para el control de cada una de las tres fases.

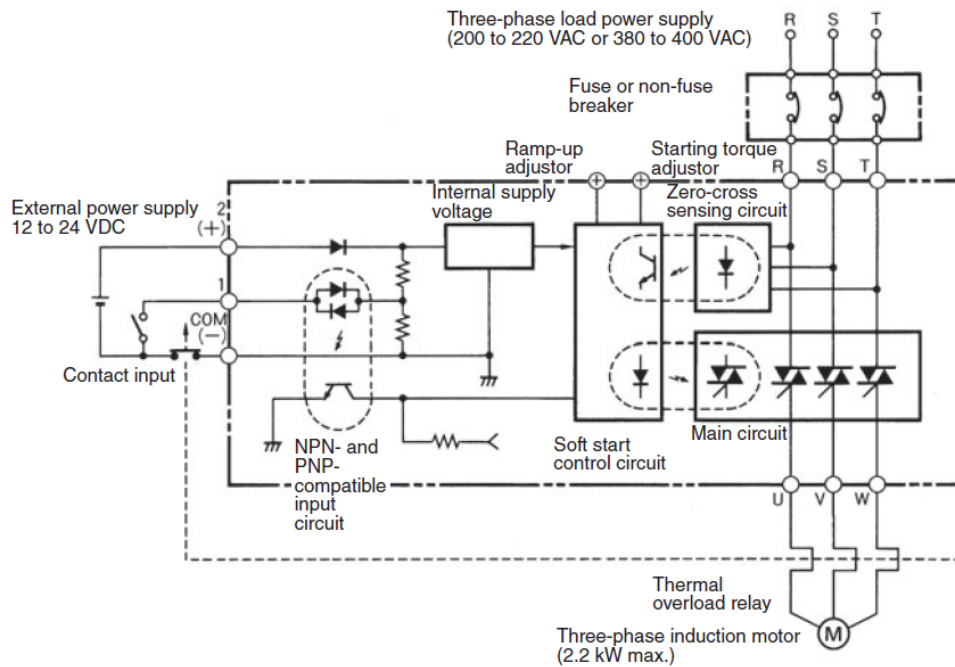


Fig.53. Esquema de control y potencia del arrancador Omron con 3 fases controladas, utilizado en los experimentos [OMRON 2012].

La Figura 54 muestra una representación del ángulo  $\alpha$  de los tiristores en una fase en función del ángulo de fase de la tensión [SIEMENS 2010].

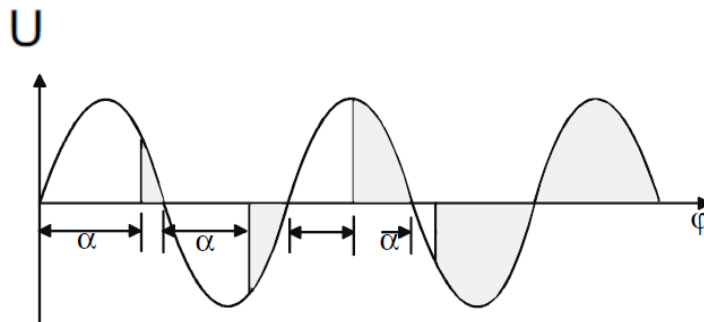


Fig.54. Angulo de disparo de los tiristores

Al principio del arranque los tiristores disparan con ángulos mayores, y a medida que avanza el proceso de arranque el sistema de control va disminuyendo el ángulo de disparo  $\alpha$  de los tiristores.

En la Figura 55 se representan los posibles ángulos de disparo  $\alpha$  del arrancador de 3 fases controladas en la señal de corriente de carga en una fase durante el arranque del motor cuando se configura el arrancador con una rampa de tensión de 25 s de duración.

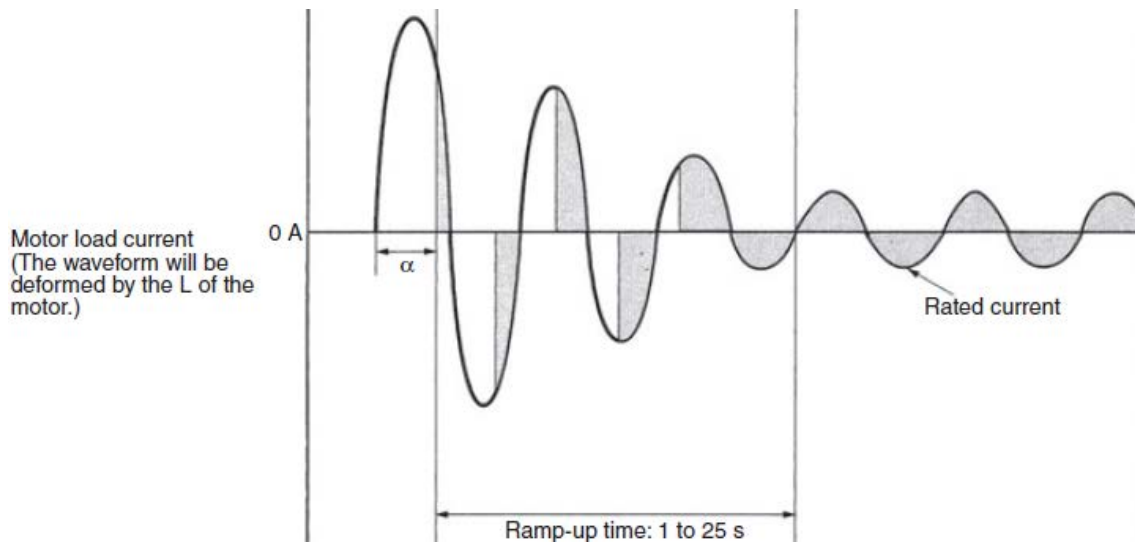


Fig. 55. Angulo  $\alpha$  en la corriente de carga cuando el arrancador se configura con rampa de tensión [OMRON 2012]

El ángulo de disparo  $\alpha$  variará en función de que lo haga la inductancia  $L$  de la carga a lo largo del arranque del motor de inducción. El motor de inducción se comporta como una carga de impedancia con modulo y fase variables en función de los cambios en el deslizamiento  $s$ .

Por tanto, la forma de la señal de tensión de salida del arrancador depende de  $\alpha$  y del ángulo de conducción  $\delta$ , el cual depende a su vez del ángulo de fase de la impedancia de la carga,  $\theta$  [MERINO 2016].

La expresión de la reactancia  $X$  en el rotor del motor de inducción cuando el deslizamiento  $s < 1$  y la velocidad  $n > 0$ , es la siguiente [UPV 2012]:

$$X_{rot(s)} = 2\pi \cdot f_{rot(s)} L_{rot,disp.} = 2\pi \cdot sf \cdot L_{rot,disp} = sX_{rot(s=1)}$$

(8)

la cual varia con los valores que va tomando  $s$  según evoluciona el proceso de arranque.

Para los arrancadores con tiristores conmutados naturalmente por la tensión de red, el modo de control de la onda de salida será idéntico.

Cuando la carga a controlar combina el efecto resistivo e inductivo a la vez, la ecuación analítica resultante en el periodo de conducción para la semionda positiva de intensidad (la negativa se tomaría por simetría), sería la siguiente:

$$I_c(t) = I_{c,max} \cdot [\text{sen}(\Omega \cdot t + \alpha - \theta) - e^{-t/T} \cdot \text{sen}(\alpha - \theta)]$$

(9)

Siendo:

*T*, la cte. de tiempo del circuito monofásico.  $T=L/R$ ,

$\theta$ , el ángulo de fase de la carga a la frecuencia nominal.  $\theta = \arctan(2\pi \cdot f \cdot L/R)$ ,

$\alpha$ , ángulo de encendido,

$$I_{c,max} = 2^{1/2} \cdot U_{carga} / [R^2 + (\Omega L)^2]^{1/2}.$$

La onda de tensión aplicada al motor de inducción tendrá una forma distinta a la senoidal pura debido a la acción de los SCR montados en antiparalelo por fase (TRIAC). Esta onda de tensión dará lugar a ondas de corriente dependientes de la impedancia del motor en cada momento del arranque [MERINO 2016].

### 2.4.3. TOPOLOGÍAS DEL CIRCUITO DE POTENCIA DE LOS ARRANCADORES ESTÁTICOS

Los principales tipos de topología para un arrancador son los de 2 fases controladas (Figura 56 Izda.) y los de 3 fases controladas (Figura 56 Dcha.) [EATON 2010]:

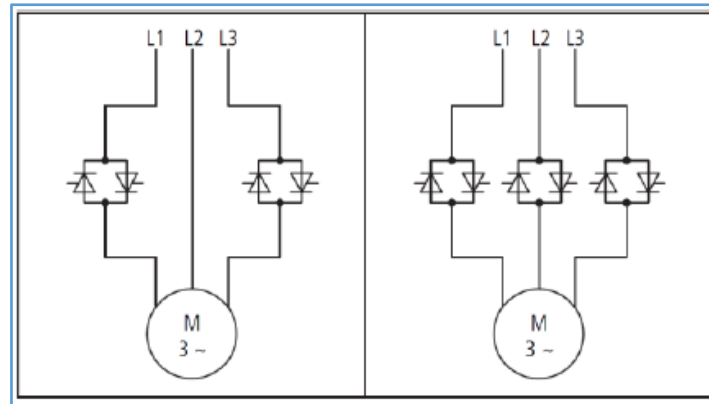


Fig. 56. Topologías básicas de un arrancador suave: 2 fases controladas (Izda.) y 3 fases controladas (Dcha.)

En un arrancador de 2 fases controladas, la corriente de la fase no controlada es el resultado de la superposición de las corrientes de las dos fases controladas. La corriente de arranque en este caso es por tanto asimétrica.

Como ejemplo, esta asimetría alcanza valores del 30% al 40% al comparar el ratio de máxima y mínima corriente alcanzadas entre las tres fases en uno de los modelos (*Siemens*) utilizados en la fase experimental [SIEMENS 2010].

La configuración del arrancador en triángulo solo es posible si este tiene 3 fases controladas (Figura 57):

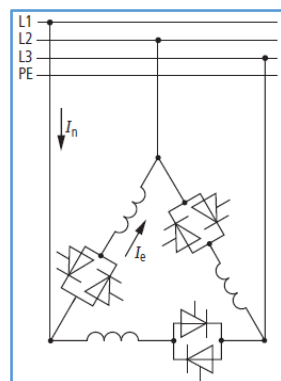


Fig. 57. Conexión en triángulo de un arrancador de 3 fases controladas [EATON 2010]

Los devanados del motor se conectan en serie con los tiristores en triángulo de modo que la corriente por las fases del arrancador es  $1/3$  menor que la nominal de fase del motor.

Esto permite a su vez la instalación de relés térmicos en los devanados de las fases del arrancador con una reducción de  $1/3$  respecto de la corriente nominal del motor. Esta configuración es interesante económicamente para motores con altas corrientes nominales [EATON 2010].

Otras características generales y posibilidades de los arrancadores de 3 fases controladas son las siguientes:

- Los arrancadores de 3 fases controladas se emplean usualmente a partir de potencias de 7'5 kW en aplicaciones con ciclos exigentes de trabajo, mientras que los de 2, se suelen emplear para pequeñas y medianas potencias, menores de 250 kW.
- Con limitación de corriente ( $I^2t$ ) de arranque mediante relé de sobrecarga y funciones adicionales para la protección del motor.
- Control de par mediante lazo cerrado.
- Programables, con interfaz de comunicación integrada. [EATON 2010]

#### 2.4.4. MODELOS Y PRINCIPALES CARACTERÍSTICAS DE LOS ARRANCADORES INDUSTRIALES UTILIZADOS EN LOS EXPERIMENTOS

Para los experimentos realizados a lo largo de la Tesis, se han empleado hasta 5 arrancadores estáticos de distintos fabricantes (uno de ellos se considerara aparte al ser un modelo antiguo ya disponible con anterioridad en el laboratorio y con características un poco diferentes al resto). La idea es validar el método de detección de fallos presentado con independencia del modelo, las características nominales y la topología del circuito de potencia del arrancador empleado.

Los arrancadores empleados en los experimentos son modelos actuales de marcas de reconocido prestigio internacional en el sector de la aparamenta eléctrica y electrónica industrial. Fueron adquiridos a principios de 2016 y sus precios oscilan entre los 126 € del arrancador *Schneider* y los 283 € del arrancador *Omron*.

Dado que todos los motores ensayados son de 1,1 kW de potencia nominal, las potencias nominales de los cuatro arrancadores varían entre los 1,5 kW de los arrancadores *Siemens* y *ABB*, y los 4 kW del *Schneider*.

Asimismo, uno de los arrancadores empleados (el de la marca *Omron*), fue escogido por la topología de su circuito de potencia, con las 3 fases controladas por los tiristores, a diferencia de los demás, en los que las fases controladas son 2 (*Siemens* y *ABB*) y 1 respectivamente (*Schneider*).

Independientemente del número de fases controladas, una vez que en cualquiera de los cuatro arrancadores se alcanzan los valores de consigna después del proceso de arranque y el motor gira en régimen permanente, los tiristores se puentean en la misma fase y ya no tienen ningún tipo de influencia en el funcionamiento del motor.

En todos los modelos se puede ajustar tanto el porcentaje de la tensión inicial de arranque (y por tanto el par), como la rampa de tensión de arranque (y por tanto su duración en segundos). Los parámetros máximos y mínimos de tensión inicial y de rampa de tensión varían también en función de cada modelo de arrancador.

Ninguno de ellos incluye la característica de limitación de corriente ya que en motores de poca potencia como los ensayados, este no es un factor crítico en el arranque (sí se incluye esta opción en el modelo antiguo ya disponible en el laboratorio y también se validará en esta tesis). Adicionalmente, en el primer epígrafe de este capítulo, las curvas comparativas de corriente entre distintos tipos de arranque, muestran como a través de los parámetros de tensión inicial y rampa de tensión, la corriente máxima alcanzada con el arranque mediante el arrancador estático se ve reducida en comparación con los arranques directo o el estrella-triángulo.

En las Figuras 58 a 61 se presentan las imágenes de los cuatro arrancadores, las principales características nominales, así como los circuitos de potencia para la identificación del número de fases controladas por los tiristores.

- Arrancador *Omron* -

CARACTERISTICAS DEL ARRANCADOR	
Potencia Nominal	2,2 kW
Frecuencia Nominal	50 Hz
Tensión Nominal de Empleo	380-400 V
Tensión Nominal de Alimentación	12-24V DC
Intensidad Nominal Máxima de Empleo	5,5 A
Par inicial de Arranque	200...450% In
Rampa de Tensión de Arranque	1...25 s
Rampa de Tensión de Parada	1...25 s
Limitación de Corriente	-
Fases Controladas	R - S - T
Conexión	En Línea
Modelo	<b>OMRON</b> <b>G3JT405BL</b>

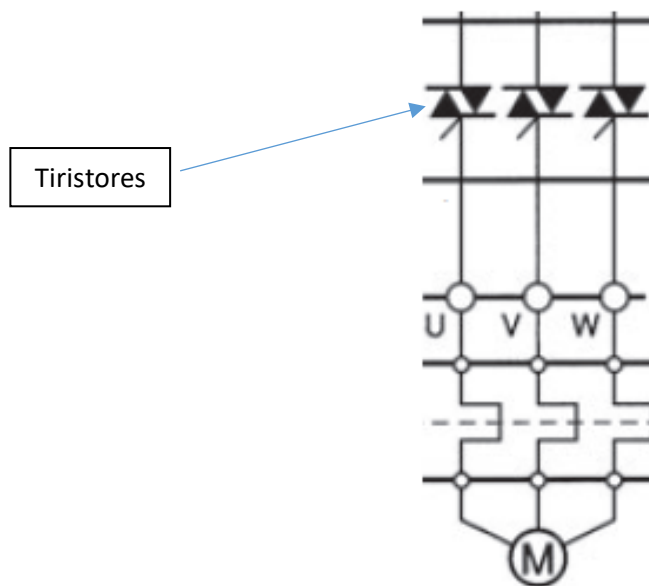


Fig. 58. Principales características y circuito de potencia del arrancador Omron [OMRON 2012]



- Arrancador *Schneider* -

CARACTERÍSTICAS DEL ARRANCADOR	
Potencia Nominal	4 kW
Frecuencia Nominal	50 Hz
Tensión Nominal de Empleo	400 V
Tensión Nominal de Alimentación	24 V DC
Intensidad Nominal Máxima de Empleo	9 A
Par inicial de Arranque	30...80%
Rampa de Tensión de Arranque	1 to 5 s.
Rampa de Tensión de Parada	-
Limitación de Corriente	-
Fases Controladas	R - S
Conexión	En Línea
Modelo	<b>SCHNEIDER ATS01N109FT</b>

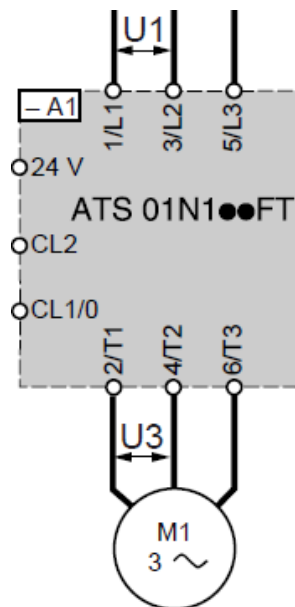


Fig. 59. Principales características y circuito de potencia del arrancador Schneider [SCHNEIDER 2013]

- Arrancador **ABB** -

CARACTERISTICAS DEL ARRANCADOR	
Potencia Nominal	1,5 kW
Frecuencia Nominal	50 Hz
Tensión Nominal de Empleo	380-400 V
Tensión Nominal de Alimentación	100-240 V CA
Intensidad Nominal Máxima de Empleo	3,9 A
Tensión inicial de Arranque	40 - 70 %
Rampa de Tensión de Arranque	1 - 20 s.
Rampa de Tensión de Parada	0 - 20 s.
Limitación de Corriente	-
Fases Controladas	R - S
Conexión	En Línea
Modelo	<b>ABB PSR3-600-70</b>

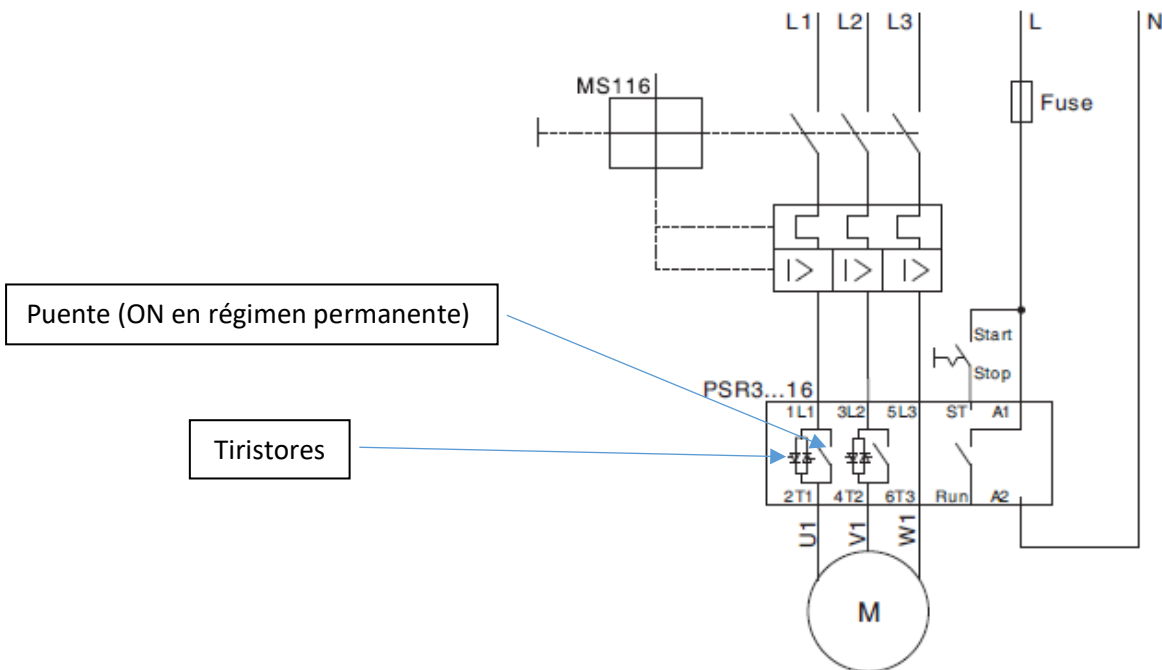


Fig.60. Principales características y circuito de potencia del arrancador ABB [ABB 3 2013]

- Arrancador *SIEMENS* -

CARACTERISTICAS DEL ARRANCADOR	
<b>Potencia Nominal</b>	1,5 kW
<b>Frecuencia Nominal</b>	50 Hz
<b>Tensión Nominal de Empleo</b>	380-400 V
<b>Tensión Nominal de Alimentación</b>	110-230 V AC
<b>Intensidad Nominal Máxima de Empleo</b>	3,6 A
<b>Tensión inicial de Arranque</b>	40...100 %
<b>Rampa de Tensión de Arranque</b>	0...20 s
<b>Rampa de Tensión de Parada</b>	0...20 s
<b>Limitación de Corriente</b>	-
<b>Fases Controladas</b>	R - T
<b>Conexión</b>	En Línea
<b>Modelo</b>	<b>SIEMENS 3RW30</b>

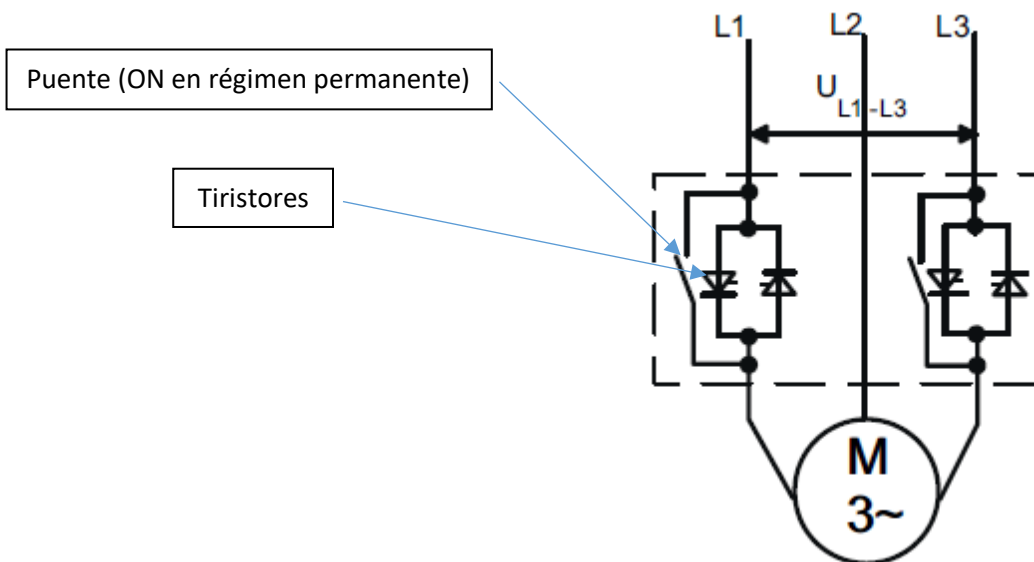
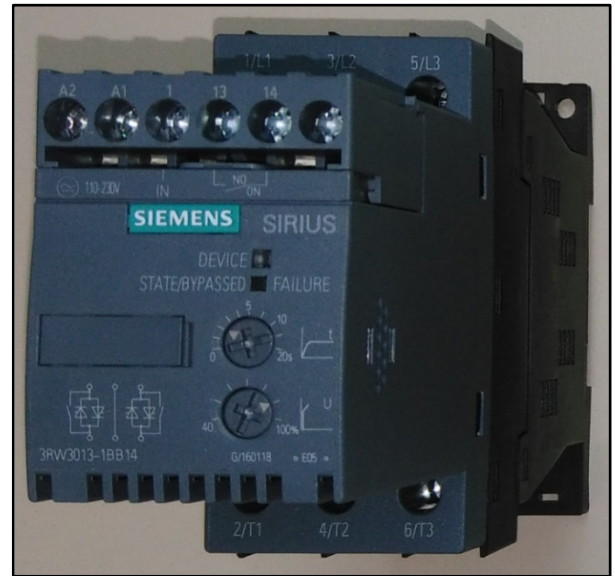


Fig. 61. Principales características y circuito de potencia del arrancador Siemens [SIEMENS 2010]

# **CAPÍTULO 3. CARACTERIZACIÓN DE LOS ARMÓNICOS EN LA CORRIENTE DE MOTORES ARRANCADOS MEDIANTE ARRANCADOR ESTÁTICO**

## **3.1. INTRODUCCIÓN**

El objetivo del presente capítulo es la caracterización básica de los armónicos presentes en la onda de corriente, para el caso de motores arrancados mediante arrancador estático. Esta caracterización resulta fundamental de cara a la posterior aplicación de la metodología de diagnóstico de la condición del rotor, por cuanto ayudará a interpretar los resultados de la misma, así como entender eventuales discrepancias entre dichos resultados para diferentes arrancadores y motores.

A tal fin, resulta crucial, en primer lugar, identificar los armónicos que aparecen en la onda de corriente de un motor en estado sano, tanto en régimen permanente de funcionamiento como durante el arranque. En efecto, la corriente demandada por un motor, aunque su estado sea sano, tiene un contenido armónico que va más allá de la componente fundamental, que es el armónico de mayor amplitud y el que genera el par útil. Más concretamente, en la onda de corriente existen unos armónicos, básicamente provocados por imperfecciones de la tensión de alimentación (armónicos de devanado) y por características constructivas de la propia máquina (armónicos de ranura). Es muy importante saber identificar estos armónicos, ya que su presencia influye a la hora de identificar posteriormente las componentes de fallo y determinar la condición del rotor. En esta sección se describirán estos armónicos y se caracterizarán tanto en régimen permanente como durante el arranque, determinando sus respectivas evoluciones tiempo-frecuencia durante el citado transitorio.

A continuación, se procederá a revisar los armónicos asociados a fallos en el rotor. Las frecuencias de las familias de armónicos amplificadas por eventuales daños en el rotor son bien conocidas y fueron justificadas teóricamente hace años en la literatura especializada del área. Se repasan dichas expresiones, haciendo énfasis en el hecho de que la citada avería, no solamente amplifica los denominados *armónicos laterales*, que ya se comentaron anteriormente en este documento, sino también un amplio rango de armónicos adicionales cuya detección ayuda a ratificar o descartar el diagnóstico proporcionado por dichos armónicos laterales y, en su caso, a evitar eventuales falsas indicaciones de los mismos. Se explicará con detalle las evoluciones de todos estos armónicos de fallo durante el arranque.

Finalmente, se concluye el capítulo con un estudio empírico de los armónicos que son amplificados durante el arranque por el uso de arrancador. A tal fin, se comparan los mapas tiempo-frecuencia, resultantes de los análisis de la corriente de arranque para el caso de arranque directo y para el caso de arranque mediante arrancador (considerando varias modalidades).

Se comparan ambos casos, tanto para el motor en estado sano como para el motor en estado con fallo en el rotor, llegando a conclusiones de interés sobre los armónicos que, en ambos casos, son amplificados cuando se utiliza el arrancador (en cualquiera de las configuraciones). Se analiza en qué medida esto afecta a la identificación de armónicos asociados al fallo en el rotor. Este estudio concreto ha sido objeto de una publicación en congreso internacional.

## 3.2. ARMÓNICOS DE CORRIENTE PRESENTES EN ESTADO SANO

Cuando un motor está en estado sano y se aplica la transformada de Fourier a la señal de corriente demandada por el mismo, el espectro FFT resultante no solamente contiene la componente fundamental a 50 Hz, sino también otros muchos armónicos de menor amplitud. Algunos de estos armónicos son inevitables y están introducidos, bien por imperfecciones de la tensión de alimentación o bien por las propias características constructivas de la máquina (ranurado del rotor y estator). Otros armónicos son amplificados debido a las propias condiciones de operación del motor, como las componentes introducidas por oscilaciones en el par de carga. Finalmente, existen también armónicos que son amplificados por la naturaleza de la carga accionada (compresores, bombas...) o por el propio sistema de acoplamiento motor-carga (armónicos debidos a trenes de engranajes, sistemas de transmisión a base de poleas y correas, etc.....).

Se estudian en este epígrafe con cierto detalle cada una de estas familias de armónicos. El conocimiento de su existencia y su identificación resulta muy importante para poder detectar debidamente los armónicos amplificados por un eventual fallo, ya que, de no ser así, podrían inducir a confusión o complicar el proceso de diagnóstico. Asimismo, resulta importante su caracterización para poder determinar los armónicos que son amplificados cuando se utilizan arrancadores estáticos.

### 3.2.1. ARMÓNICOS DEBIDOS A CARACTERÍSTICAS CONSTRUCTIVAS DEL MOTOR

#### 3.2.1.1. Armónicos de Ranura de Rotor (RSH)

Dado que el devanado trifásico estático se localiza en ranuras discretas a lo largo de todo el perímetro del estator, la forma de onda de la fuerza magnetomotriz resultante es escalonada. Debido a ello, esta onda tendrá, además de la componente fundamental, una serie de armónicos. De modo análogo, el ranurado del rotor causará la aparición de armónicos espaciales en la forma de onda de la fuerza magnetomotriz del rotor. Ambas ondas de fuerza magnetomotriz interactúan produciendo una serie de ondas de densidad de flujo, siguiendo el proceso descrito en [JOKSIMOVIC 2013]. Finalmente, los armónicos espaciales de las ondas de densidad de flujo inducen en la corriente del estator una serie de armónicos dependientes del deslizamiento y que se localizan en la región de altas frecuencias en el espectro de dicha corriente. Estos armónicos vienen dados por la expresión (10) y se denominan *Armónicos de Ranura del Rotor* (*Rotor Slot Harmonics*, RSH). En dicha expresión,  $\lambda$  es un número entero,  $R$  es el número de ranuras del rotor,  $p$  el número de pares de polos,  $s$  el deslizamiento y  $f$  la frecuencia fundamental.

Para cada valor de  $\lambda$ , se obtiene un par de armónicos, denominándose al armónico con signo (-) armónico inferior y al de signo (+) armónico superior de ranura.

$$f_{RSH} = \left( 1 \pm \lambda \frac{R}{p} (1 - s) \right) f, \quad \lambda = 1, 2, 3 \dots \quad (10)$$

Para  $\lambda=1$ , se obtienen los armónicos RSH de primer orden, también conocidos como Armónicos Principales de Ranura (*Principal Slot Harmonics*, PSH), [JOKSIMOVIC 2013].

Conviene destacar que las frecuencias dadas por la expresión (10) dependen del deslizamiento y, por tanto, de la velocidad a la que opera el motor (determinada, entre otros, por su nivel de carga). Por tanto, la posición de los PSH en el espectro de la corriente estática dependerá del valor de la velocidad del motor durante la captura de corriente. Ésta es una característica que ha hecho a estos armónicos muy interesantes para aplicaciones de estimación de la velocidad sin necesidad de sensores (*sensorless speed estimation*) [GAO 2008] [KIANI 2011] [KIA 1 2011]. En estas aplicaciones, a partir de la localización de estos armónicos, se estima el valor de la velocidad a la que opera el motor. Este valor puede resultar muy útil, por ejemplo, para la posterior identificación de los armónicos de avería, cuyas frecuencias dependen del deslizamiento.

Los PSH no siempre aparecen en el espectro de la corriente estática. Las condiciones para que aparezca el PSH inferior (-), el PSH superior (+) o ambos son justificadas en [JOKSIMOVIC 2013].

### **3.2.1.2. Armónicos de Permeancia de Ranura (SPH)**

Además de los armónicos espaciales de la onda de fuerza magnetomotriz, existe otro efecto que induce fuerzas electromotrices y corrientes en el devanado estático a las mismas frecuencias que las dadas por la expresión (10) [JOKSIMOVIC 2013]. Se trata del efecto del ranurado estático y rotórico, que provoca que la anchura del entrehierro varíe en el espacio y en el tiempo a medida que el rotor gira. La diferencia respecto a los armónicos descritos en el punto previo es que los armónicos espaciales de la onda de fuerza magnetomotriz existen solamente si hay corriente en la jaula, incluso si el motor opera en vacío. Esta condición no es necesaria para la existencia de los armónicos de permeancia. Se hecho, si se tiene un rotor ranurado sin devanado alguno al que se hace rotar por medios externos (por ejemplo, mediante un motor auxiliar) y se alimenta el devanado del estator, aparecerán armónicos a las frecuencias predichas por (10) en el espectro de la corriente estática (en este caso, el deslizamiento en (10) sería la diferencia de velocidades entre la velocidad de sincronismo y la del motor auxiliar) [JOKSIMOVIC 2013].

La razón de la existencia de estas componentes en la corriente del estátor es que la autoinductancia de los devanados del estator varía en el tiempo, como consecuencia de la permeancia variable, al variar la posición angular del rotor.

En conclusión, la permeancia real del entrehierro varía tanto en el espacio como en el tiempo, como consecuencia del ranurado de estator y rotor y de su posición relativa, la cual depende de la posición angular del rotor.

### 3.2.1.3. Armónicos de Saturación (SH)

En máquinas de inducción saturadas, los cambios en los valores de la componente fundamental de flujo (y por tanto en la condición de saturación) están relacionados con cambios en la longitud del entrehierro (y por tanto de la permeancia) cuando el rotor gira. Estos cambios inducen corrientes en el estator cuyas componentes en frecuencia vienen dadas por la expresión (11).

$$f_{SH} = \left( 3 \pm \lambda \frac{R}{p} (1 - s) \right) f, \quad \lambda = 1, 2, 3 \dots \quad (11)$$

Son los Armónicos de Saturación (*Saturation Harmonics*, *SHs*; superior (+) e inferior (-)) y su aparición en el espectro depende de las mismas combinaciones de número de pares de polos en el estator y barras del rotor que en el caso de los *PSHs*, como se establece en [JOKSIMOVIC 2013].

Cabe destacar que, como se ha apuntado, los PSH (inferior y superior) y los SH (inferior y superior) no siempre están presentes en el espectro de la corriente estatórica. Aun estando presentes, sus respectivas amplitudes pueden diferir sensiblemente de un motor a otro, dependiendo de las características constructivas del mismo.

En [JOKSIMOVIC 2013] se muestra una interesante tabla en la que se indica la existencia (o no existencia) y las amplitudes relativas (en términos cualitativos) de los armónicos citados para diferentes combinaciones típicas de número de ranuras estatóricas / rotóricas y para diferentes pares de polos. Esta tabla se reproduce en la Tabla II de la presente tesis.

Finalmente, existe también una expresión genérica (12), proporcionada por algunos autores [KHEZZAR 2005], que incluye las componentes de los principales armónicos introducidos por las características constructivas mencionadas del motor de inducción. Esta expresión viene a englobar las frecuencias dadas por (10) y (11), obteniéndose las componentes de (10) para  $v=1$  y las de (11) para  $v=3$ .



Muchos autores denominan a estas componentes genéricamente como *Armónicos Principales de Ranura* (*Principal Slot Harmonics*, PSH), designando a cada PSH por su valor de  $\nu$  y su signo en la expresión (12) (usualmente  $\lambda=1$ , ya que para  $\lambda>1$ , los armónicos tienen amplitudes muy reducidas). Por ejemplo, el PSH5 (-) es el obtenido de (12) para  $\nu=5$  y signo negativo.

$$f_{PSH} = \left( \nu \pm \lambda \frac{R}{p} (1 - s) \right) f, \quad \nu = 1, 3, 5 \dots \quad (12)$$

Tabla II

Existencia y amplitud relativa de los armónicos indicados en el espectro de la corriente estática para diferentes números de pares de polos y diferentes relaciones entre el número de ranuras del estator (S) y rotor (R). Tabla extraída de [JOKSIMOVIC 2013].

TWO POLE ( $p=1$ ) CAGE ROTOR INDUCTION MACHINE				
S/R	L_SH	L_PSH	U_PSH	U_SH
24/18	small	small	small	small
24/32	small	small	/	small
36/28	small	/	small	small
48/40	small	/	small	small
FOUR POLE ( $p=2$ ) CAGE ROTOR INDUCTION MACHINE				
S/R	L_SH	L_PSH	U_PSH	U_SH
36/28	small	small	/	<b>big</b>
36/32	small	/	<b>big big</b>	<b>big</b>
36/44	<b>big big</b>	/	small	small
36/45	/	/	/	/
48/40	small	small	/	<b>big</b>
60/47	/	/	/	/
60/73	/	/	/	/
72/58	/	/	/	/
SIX POLE ( $p=3$ ) CAGE ROTOR INDUCTION MACHINE				
S/R	L_SH	L_PSH	U_PSH	U_SH
36/45	/	/	/	/
54/42	small	small	/	<b>big</b>
72/60	small	small	/	<b>big</b>
90/71	/	/	/	/
EIGHT POLE ( $p=4$ ) CAGE ROTOR INDUCTION MACHINE				
S/R	L_SH	L_PSH	U_PSH	U_SH
36/52	/	/	/	/
48/64	<b>big big</b>	/	small	small
72/56	small	small	/	<b>big</b>
72/89	/	/	/	/
96/80	small	small	/	<b>big</b>

A título de ejemplo, la Figura 62 muestra el espectro FFT de la corriente estatórica en régimen permanente para un motor de laboratorio de 1,1 kW, con 4 polos ( $p=2$ ) y con un número de ranuras rotóricas ( $R$ ) de 28. La frecuencia de alimentación ( $f$ ) era de 50 Hz y el deslizamiento al que operaba el motor era de 0,0378. En el espectro se marcan los PSH, dados por la expresión (12), que se pueden identificar en dicho espectro (cabe recordar que no todos los PSH tienen por qué aparecer). Por su parte, la Tabla III muestra las frecuencias de estos PSH, calculadas utilizando (12), a partir de los parámetros constructivos comentados [ANTONINO 17 2016]. Cabe destacar la prominente amplitud del PSH 1(-) para este motor, en comparación con las amplitudes del resto de PSH.

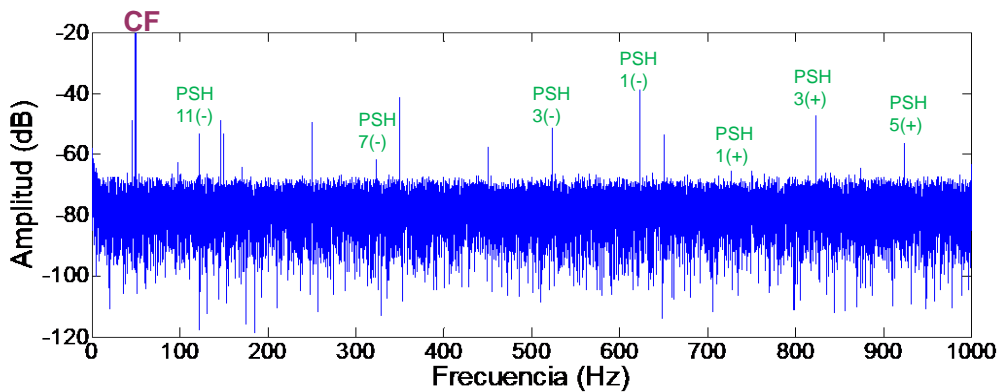


Fig. 62. Espectro FFT de la corriente en régimen permanente para un motor de 1,1 kW,  $p=2$ ,  $f=50$  Hz y  $R=28$ , en el que se identifican los PSH más significativos [ANTONINO 17 2016]

Tabla III. Frecuencias en Hz de los PSH obtenidos para distintos valores de  $v$

$v$	1	3	5	7	9	11
(-)	623,5	523,5		323,5		123,5
(+)	723,5	823,5	923,5			

#### 3.2.1.4. Evoluciones tiempo-frecuencia de los PSH durante el arranque.

Los armónicos arriba caracterizados, ligados a características constructivas de la máquina, tienen, como se ha visto, frecuencias bien definidas en régimen permanente. Como se ha visto, la expresión (12) permite calcular las frecuencias de los PSH una vez conocidas ciertas características constructivas ( $R$ ,  $p$ ), la frecuencia de alimentación ( $f$ ) y el deslizamiento con el que opera el motor ( $s$ ).

Sin embargo, si se analiza qué ocurre durante un arranque del motor, se puede deducir que las frecuencias dadas por (12) no permanecerán fijas, al variar la velocidad de motor  $n$  (entre 0, cuando se conecta el motor, y la velocidad de régimen permanente, normalmente cercana a la de sincronismo ( $n_s$ )) y, con ello, el deslizamiento.

En un arranque directo, el deslizamiento  $s$  varía entre 1 (cuando  $n=0$ ) y cerca de 1 (cuando  $n \approx n_s$ ). Por tanto, las frecuencias de los PSH, dependientes del deslizamiento  $s$  (ver (12)) también variarán en el tiempo durante el arranque.

Más concretamente, si se analiza con detalle la expresión (12), se observa que hay dos grupos de PSH diferenciados:

- 1) Un primer grupo de PSH cuyos valores de frecuencia primero disminuyen desde un valor inicial hasta anularse y luego suben hasta alcanzar su valor final en régimen permanente. Estos PSH son los que se obtienen con el signo (-) de la expresión (12), para diferentes valores de  $v$ . Se puede denominar a esta familia *PSH indirectos*.
- 2) Un segundo grupo de PSH cuyas frecuencias ascienden directamente desde su correspondiente valor inicial (cuando arranca el motor), hasta su valor final en régimen permanente. Son los obtenidos con el signo (+) en la expresión (12). A éstos se les conoce como *PSH directos*.

Si se representan las evoluciones teóricas en el tiempo de las frecuencias de los principales PSH dados por (12), durante un arranque directo del motor de 1,1kW antes considerado, se obtiene la Figura 63. En esta figura se ilustran las evoluciones de los PSH de ambas familias (para los primeros valores de  $v$ ). Obsérvese las evoluciones de los PSH de la familia indirecta (en azul, con frecuencias descendientes a cero y luego ascendientes) y las de la familia directa (en rojo, cuyas frecuencias ascienden directamente hasta los correspondientes valores en régimen permanente), [CLIMENTE-ALARCON 1 2009], [CLIMENTE-ALARCON 4 2014], [PONS-LLINARES 1 2011].

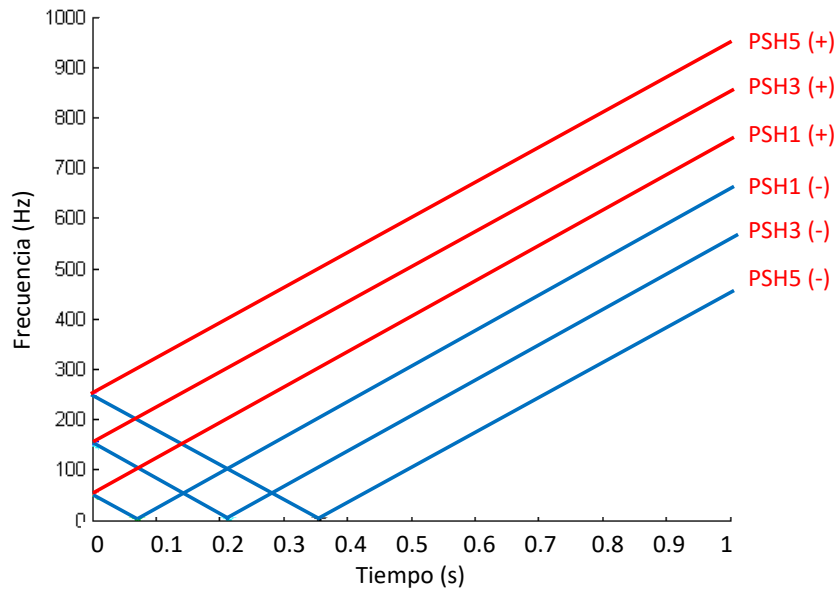


Fig. 63. Evoluciones temporales teóricas de las frecuencias de la familia directa (+) e indirecta (-) de PSH dados por (12) durante un arranque directo de un motor de inducción. [CLIMENTE-ALARCON 1 2009], [CLIMENTE-ALARCON 4 2014], [PONS-LLINARES 1 2011].

La Tabla IV indica los valores teóricos iniciales y finales de las frecuencias de los PSH más significativos durante un arranque directo del motor de 1,1 kW antes considerado (ver Figura 62 y Tabla III), cuando el deslizamiento varía entre 1 (cuando se conecta el motor) y 0,0378 (régimen permanente).

En referencia a la Tabla IV, recuérdese que los PSH con signo (-) no siguen una evolución directa desde la respectiva frecuencia inicial a la final especificada en dicha tabla, sino que su frecuencia disminuye primero a cero, para luego ascender hasta alcanzar el valor final en régimen permanente.

Tabla IV  
Frecuencias iniciales y finales de los PSH más significativos durante un arranque directo, para el motor de 1,1 kW.

	$\lambda$	$\nu$	$f_{PSH}(s=1)$	$f_{PSH}(s=0,0378)$
PSH-7	1	-7	350	323,5
PSH-5	1	-5	250	423,5
PSH-3	1	-3	150	523,5
PSH-1	1	-1	50	623,5
PSH+1	1	1	50	723,5
PSH+3	1	3	150	823,5
PSH+5	1	5	250	923,5
PSH+7	1	7	350	1023,5

## 3.2.2. ARMÓNICOS INTRODUCIDOS POR LA RED DE SUMINISTRO

### 3.2.2.1. Armónicos de devanado (WH)

En redes de distribución trifásicas, teóricamente, la onda de tensión es una señal sinusoidal de una frecuencia de 50 Hz (o de 60 Hz, según el país). Sin embargo, en la práctica, la forma de onda de la tensión no solamente contiene la componente fundamental (a los mencionados 50 o 60 Hz), sino también una serie de armónicos a frecuencias múltiplo de la fundamental. Usualmente, la presencia de estos armónicos es causada por cargas no lineales conectadas al sistema de distribución (arrancadores, variadores de frecuencia, computadores, lámparas electrónicas, elementos de soldadura, UPS, etc...) [ABB 1 2015]. En efecto, los armónicos de corriente demandados por estas cargas acaban provocando la distorsión en la onda de tensión de alimentación con la consiguiente aparición de armónicos de tensión [ABB 1 2015].

Como se menciona en [DANFOSS 2013], en la onda de tensión pueden existir armónicos de orden impar (a múltiplos impares de la componente fundamental, esto es, 3x, 5x, 7x, etc...), así como armónicos de orden par (a múltiplos pares de la componente fundamental, esto es, 2x, 4x, 6x, etc...). En [DANFOSS 2013] se apunta que solamente cargas como rectificadores de media onda, que absorben corriente con una componente en continua, generan armónicos pares. Por su parte, muchas cargas no lineales provocan la aparición de armónicos impares. No obstante, en cargas trifásicas equilibradas, los armónicos múltiplos de tres quedan cancelados, al compensarse mutuamente en las tres fases de alimentación.

La presencia de estos armónicos (de corriente y/o tensión) provoca una serie de problemas, tanto en la red de alimentación (calentamientos en cables y transformadores, disparo intempestivo de protecciones, sobrecarga de transformadores, pérdidas, etc...) como en los propios consumos (aparición de pares parásitos, aumento de pérdidas, malfuncionamiento de equipos electrónicos, etc...) [DANFOSS 2013]. En ciertos accionamientos, como variadores de frecuencia, estos armónicos pueden provocar la sobrecarga del puente rectificador y de los condensadores del variador debido al aumento del valor eficaz y del rizado de la onda de corriente [SCHNEIDER 2008].

Debido a estos problemas, existen normas de referencia, como las recogidas en las normas de compatibilidad electromagnética de la IEC61000, que tratan de dar directrices para limitar el contenido armónico en las ondas de tensión y corriente, medido a través de las Tasas de distorsión armónica en tensión (THDV) y corriente (THDI). Destacan también en este contexto la recomendación IEEE519 sobre 'Prácticas recomendadas y requerimientos para el control de los armónicos en sistemas de potencia eléctrica' y la norma IEC/EN 61800-3 relativa a los variadores de velocidad.

En cualquier caso, los armónicos mencionados en la onda de tensión de alimentación acaban provocando la aparición, a las mismas frecuencias, de armónicos en la onda de corriente que demanda el motor.

Estos armónicos aparecen, por tanto, a frecuencias que son múltiplos (normalmente impares) de la frecuencia fundamental de la tensión de suministro.

En rigor, tal y como se justifica en [PONS-LLINARES 3 2013], estos armónicos también son debidos al hecho de que el devanado estatórico no se distribuye de forma continua en la periferia del estator. Debido a ello, reciben comúnmente el nombre de *armónicas de devanado* (*Winding Harmonics*, WH).

Como se ha apuntado, los armónicos de devanado son visibles a frecuencias que son múltiplos impares de la frecuencia de suministro. Usualmente, los armónicos de orden 5 y 7 son los de mayor amplitud (al ser los de mayor amplitud en la onda de tensión de alimentación). Por su parte, el armónico de orden tres y sus múltiplos deberían anularse, debido a lo apuntado anteriormente. No obstante, estos armónicos nunca llegan a anularse por completo (e incluso pueden tener amplitudes significativas). Ello es debido a que las tensiones de alimentación nunca son exactamente simétricas. Este fenómeno, junto con otros factores, acaba provocando la aparición de estos armónicos en el espectro de una máquina sana [JOKSIMOVIC 2013].

La Figura 64 muestra el espectro FFT de la corriente estatórica en régimen permanente para el motor de laboratorio de 1,1 kW antes considerado (ver Figura 62). En el espectro se han identificado los WH, a frecuencias que son múltiplos impares de la fundamental (esto es, a 3x (150 Hz), 5x (250 Hz), 7x (350 Hz), 9x (450 H), etc...). Como se observa, los armónicos múltiplos de tres son visibles en el espectro (aunque muchos de ellos tienen amplitudes muy reducidas, como el 15x). Esto es debido al hecho apuntado de que la tensión de alimentación no es totalmente simétrica. En todo caso, los armónicos WH de mayor amplitud son el 5x y el 7x [ANTONINO 17 2016].

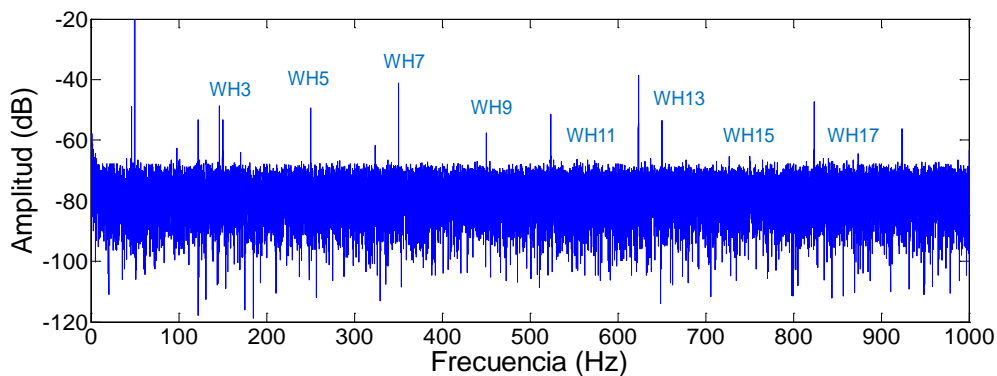


Fig. 64. Espectro FFT de la corriente en régimen permanente para un motor de 1,1 kW,  $p=2$ ,  $f=50$  Hz y  $R=28$ , en el que se identifican los WH más significativos [ANTONINO 17 2016]

### 3.2.2.2. Evoluciones tiempo-frecuencia de los WH durante el arranque

Dado que las frecuencias de los armónicos de devanado (WH) son siempre múltiplos de la frecuencia fundamental, si ésta no varía, tampoco lo harán dichas frecuencias. Por consiguiente, durante un arranque de un motor de inducción en el que la frecuencia de alimentación no varíe, tampoco lo harán las frecuencias de los WH. Éste es el caso usual en modalidades de arranque como arranque directo, estrella-triángulo, autotransformador, resistencias estáticas o arrancador estático; en dichas modalidades, la frecuencia de alimentación debe permanecer constante y, por tanto, también lo harán las frecuencias de los WH.

El proceso sería diferente en la modalidad de arranque mediante variador ya que, usualmente, éste aumenta progresivamente la frecuencia de alimentación hasta alcanzar el valor de consigna, con lo que también variarían las frecuencias de los WH. No obstante, este no es el caso considerado en la presente tesis (arrancador estático) en el que, como se ha apuntado, la frecuencia de alimentación permanece constante y, con ello, las de los WH.

En la Figura 65 se representan las evoluciones teóricas durante el arranque de los WH más significativos, en el mapa tiempo-frecuencia, para el caso de un arranque directo del motor antes considerado. Como se observa, las frecuencias de dichos WH permanecen constantes durante el citado transitorio.

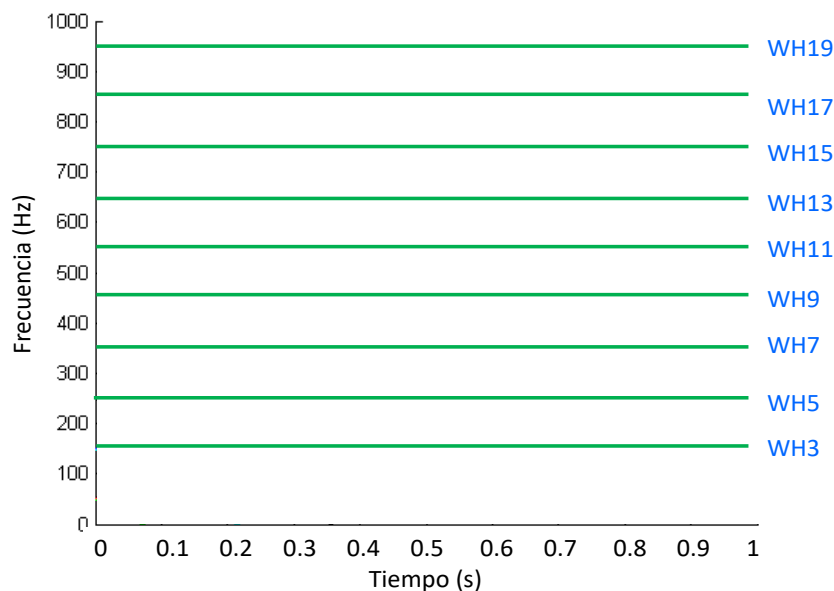


Fig. 65. Evoluciones temporales teóricas de las frecuencias de los WH durante un arranque directo de un motor de inducción.

### 3.2.3. ARMÓNICOS CAUSADOS POR LAS CONDICIONES DE OPERACIÓN DEL MOTOR

#### 3.2.3.1. Armónicos debidos a las condiciones de operación

Además de las características constructivas de la máquina y del carácter no ideal de la tensión de suministro, existen otras causas que pueden amplificar ciertos armónicos en la onda de corriente, aunque el motor opere en estado sano. Así, las propias condiciones de operación del motor pueden dar lugar a armónicos específicos que, en algunos casos, pueden ser muy cercanos a los amplificados por una avería. Por tanto, resulta primordial tener perfectamente caracterizados estos armónicos y conocer las causas que los pueden provocar, con el fin de evitar posibles confusiones con eventuales armónicos de fallo y, con ello, potenciales diagnósticos erróneos de la avería.

A título de ejemplo, se ha comprobado que cuando el motor acciona cargas que presentan un par oscilante o fluctuante (situación que resulta común en aplicaciones como motores que accionan molinos, compresores u otras cargas similares), esta oscilación en el par de carga provoca oscilaciones en la velocidad que acaban dando lugar a armónicos específicos, normalmente situados cerca de la componente fundamental, a ambos lados de la misma [SCHOEN 1997]. La mera presencia de estos armónicos podría inducir a falsas indicaciones cuando se diagnostica el estado del rotor, tal y como se apuntó en capítulos previos, dada la similitud entre las frecuencias de estos armónicos causados por la oscilación en el par de carga y las frecuencias de los armónicos laterales asociados al fallo en el rotor [ANTONINO 7 2006]. Resulta trascendental, por tanto, conocer las situaciones en las que es probable la existencia de estos armónicos y saber discriminarlos adecuadamente frente a los de avería.

Como prueba de estas afirmaciones, la Figura 66 muestra el análisis FFT de la corriente en régimen permanente demandada por un motor industrial de 30 kW que accionaba un molino de martillo. A pesar de que el motor estaba sano, en el espectro se observan dos componentes a ambos lados de la frecuencia de alimentación (frecuencias de 49,52 Hz y 50,53 Hz) que se asemejan a los armónicos laterales asociados al fallo en el rotor. En este caso, estos armónicos no estaban asociados al fallo, sino a la naturaleza oscilatoria del par de la carga accionada. En efecto, la carga que presentaba el molino no era constante, sino que presentaba fluctuaciones que se repetían cíclicamente debido al proceso en el que operaba (entrada de materia prima-molienda-entrada de materia prima-molienda...). Estas componentes son ilustrativas de que las propias condiciones de operación pueden amplificar armónicos en la onda de corriente, aunque el motor opere en estado sano.

Además de las oscilaciones en el par de carga, existen otros fenómenos relacionados con las condiciones de operación del motor que pueden amplificar armónicos en la onda de corriente. Por ejemplo, en [ANTONINO 7 2006] se estudia el caso de existencia de fluctuaciones en la tensión de alimentación (debidas, por ejemplo, a problemas en el sistema de suministro).



Se prueba que este fenómeno puede amplificar ciertos armónicos en el espectro (los cuales, por otro lado, también pueden llegar a parecerse a los de avería).

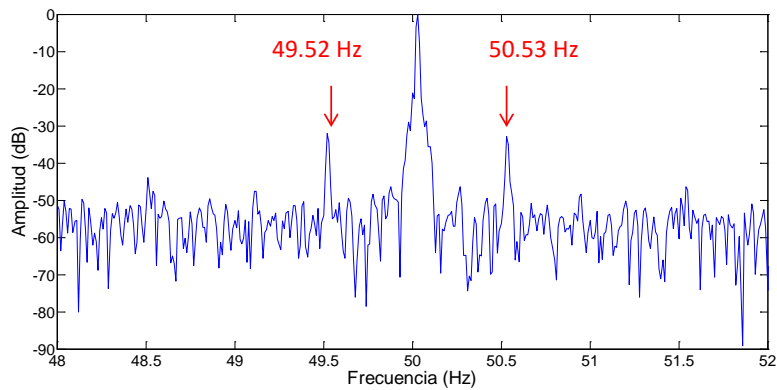


Fig. 66. Espectro de la corriente en régimen permanente para un motor industrial de 30 kW: aparición de componentes causadas por oscilaciones en el par de carga.

En conclusión, las propias condiciones de operación del motor pueden introducir componentes en el espectro de la corriente, las cuales es necesario conocer para poder discriminarlas convenientemente frente a los armónicos de fallo, evitando posibles falsos diagnósticos de la avería.

### **3.2.3.2. Evoluciones tiempo-frecuencia de los armónicos debidos a condiciones de operación durante el arranque**

Los armónicos amplificados por las condiciones de operación del motor (oscilaciones en la carga, fluctuaciones de tensión, etc...) también están presentes en la onda de corriente durante el arranque. Sin embargo, la caracterización de sus evoluciones durante este transitorio no resulta sencilla, ya que la casuística es muy variada.

Por ejemplo, los armónicos introducidos por oscilaciones en el par de carga pueden evolucionar de forma muy diferente según sea el tipo de carga, naturaleza del proceso en el que opera el motor, etc... Así por ejemplo, la frecuencia de las oscilaciones en el par de carga puede permanecer estable durante el arranque o, por contra, crecer a medida que lo hace la velocidad. Ello afectará a la evolución durante el arranque de las componentes asociadas a dicho fenómeno; en algunos casos, la frecuencia de dichas componentes permanecerá constante durante el arranque, mientras que en otros, su frecuencia de alejará o acercará de la frecuencia fundamental.

En cualquier caso, resulta importante tener muy presente los casos en los que estas componentes pueden existir, para evitar posibles interferencias en el proceso de diagnóstico de fallos.

En [ANTONINO 13 2009] se consideran varias situaciones en las que este tipo de componentes están presentes y se analiza su posible influencia sobre el diagnóstico de diferentes tipos de fallo (barras rotas, excentricidades) cuando se aplica el análisis transitorio.

### 3.2.4. ARMÓNICOS ASOCIADOS A LA CARGA O AL SISTEMA DE TRANSMISIÓN EMPLEADO

#### 3.2.4.1. Armónicos causados por la carga

Diversos autores han comprobado que la propia carga accionada por el motor puede introducir armónicos en el espectro de la corriente demandada por el mismo. Por ejemplo, en [PARK 2017] se prueba que las vibraciones a las frecuencias de paso de álabe que se dan en bombas, ventiladores o compresores introducen componentes en el espectro de la corriente en régimen permanente, las cuales pueden incluso llegar a confundirse con los armónicos asociados a eventuales averías en el rotor del motor. La Figura 67 muestra el espectro FFT de la corriente de un motor industrial que accionaba un compresor [ANTONINO 17 2016]; en ella se observan las componentes introducidas por el propio compresor, las cuales no están relacionadas con una avería en el motor. Una vez más, es necesario conocer la posible existencia de estas componentes asociadas a la carga accionada para evitar eventuales fasos diagnósticos.

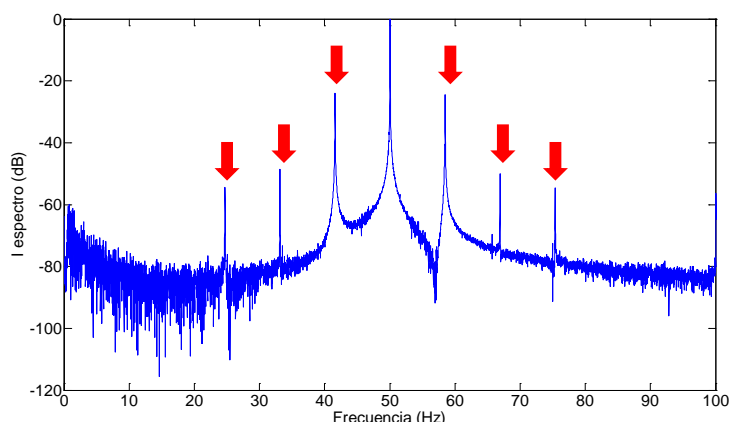
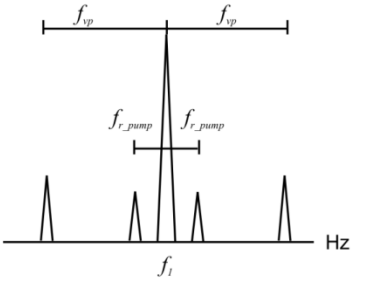
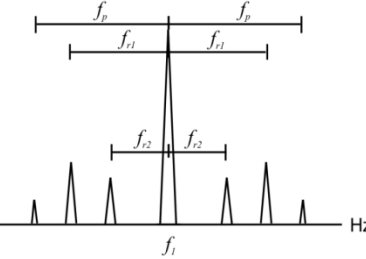
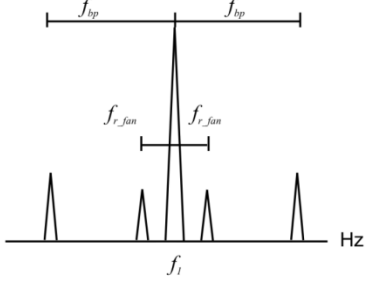


Fig. 67. Espectro de la corriente en régimen permanente para un motor industrial de 6,6 kV y 1200 kW que accionaba un compresor; componentes causadas por la propia carga.

Algunos autores incluso apuntan que el análisis MCSA se puede utilizar para detectar posibles problemas en las cargas accionadas. Es el caso de [BONALDI 2012], según el cual un fallo en la carga accionada produce oscilaciones de par que acaban introduciendo componentes en la corriente del motor. Según este trabajo, diferentes tipos de carga introducen diferentes patrones (esto es, amplifican diferentes armónicos) en el espectro FFT de la corriente en régimen permanente. En concreto, el citado trabajo caracteriza las componentes amplificadas por fallos en bombas centrífugas, compresores de tornillo y ventiladores. La Tabla V sintetiza las principales componentes amplificadas en el espectro a consecuencia de fallos en las cargas mencionadas, de acuerdo a las consideraciones recogidas en [BONALDI 2012].

Tabla V

Frecuencias asociadas a fallos en distintos tipos de cargas accionadas, según [BONALDI 2012].

Tipo de carga	Componentes a estudiar	Evidencias de fallo	Patrón
BOMBAS CENTRÍFUGAS	$f_{vp} = n \cdot f_{r\_pump}$ <p><math>n</math>: número de álabes de la bomba  <math>f_{vp}</math>: frecuencia de paso de álabes.  <math>f_{r\_pump}</math>: frecuencia de giro de la bomba.  <math>f_1</math>: frecuencia fundamental de alimentación.</p>	<p>- Análisis de armónicos laterales a <math>f_1 \pm f_{r\_pump}</math> puede informar de problemas de desalineamiento o desequilibrio en la bomba.</p> <p>- Aumento en las amplitudes de las frecuencias de paso de álabes (<math>f_1 \pm f_{vp}</math>) es indicativo de problemas en el interior de la bomba (como deterioro de álabes).</p>	 <p>The diagram shows a frequency spectrum with a central peak at <math>f_1</math>. Two sets of side peaks are shown: one set at <math>f_1 \pm f_{vp}</math> and another set at <math>f_1 \pm f_{r\_pump}</math>. The horizontal axis is labeled 'Hz'.</p>
COMPRESORES DE TORNILLO	<p>a. <u>Frecuencia rotacional del elemento macho:</u></p> $f_{r1} = \frac{N}{n} \cdot f_r$ <p><math>N</math>: número de dientes del engranaje del motor  <math>n</math>: número de dientes del engranaje del compresor  <math>f_r</math>: frecuencia de giro del motor</p> <p>b. <u>Frecuencia rotacional del elemento hembra:</u></p> $f_{r2} = \frac{L_m}{L_f} \cdot f_{r1}$ <p><math>L_m</math>: número de lóbulos del elemento macho  <math>L_f</math>: número de lóbulos del elemento hembra</p> <p>c. <u>Frecuencia de pulsación:</u></p> $f_p = L_m \cdot f_{r1} = L_f \cdot f_{r2}$	<p>- Aumento en las amplitudes de los armónicos laterales a <math>f_1 \pm f_{r1}</math> es indicativo de problemas en elemento macho.</p> <p>- Aumento en las amplitudes de los armónicos laterales a <math>f_1 \pm f_{r2}</math> es indicativo de problemas en elemento hembra.</p> <p>- Aumento en las amplitudes de los armónicos laterales a <math>f_1 \pm f_p</math> es indicativo de problemas de desalineamiento u otros.</p> <p>(si el compresor tiene dos etapas, se aplica el mismo razonamiento a la segunda etapa del compresor)</p>	 <p>The diagram shows a frequency spectrum with a central peak at <math>f_1</math>. Three sets of side peaks are shown: one set at <math>f_1 \pm f_{r1}</math>, one set at <math>f_1 \pm f_{r2}</math>, and one set at <math>f_1 \pm f_p</math>. The horizontal axis is labeled 'Hz'.</p>
VENTILADORES	$f_{bp} = N_b \cdot f_{r\_fan}$ <p><math>N_b</math>: número de palas del ventilador  <math>f_{r\_fan}</math>: frecuencia de giro del ventilador.</p>	<p>- Análisis de armónicos laterales a <math>f_1 \pm f_{r\_fan}</math> puede informar de problemas de desalineamiento o desequilibrio en el ventilador.</p> <p>- Aumento en las amplitudes de las frecuencias de paso de pala (<math>f_1 \pm f_{bp}</math>) es indicativo de problemas como deterioro o rotura de palas.</p>	 <p>The diagram shows a frequency spectrum with a central peak at <math>f_1</math>. Two sets of side peaks are shown: one set at <math>f_1 \pm f_{r\_fan}</math> and one set at <math>f_1 \pm f_{bp}</math>. The horizontal axis is labeled 'Hz'.</p>

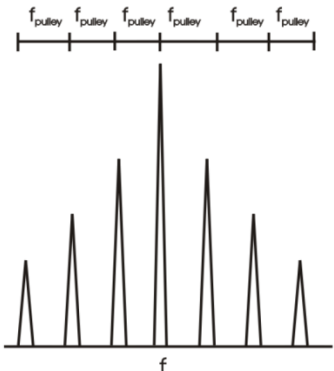
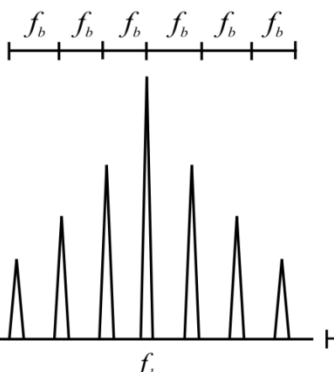
### 3.2.4.2. Armónicos asociados al sistema de transmisión

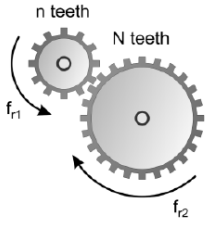
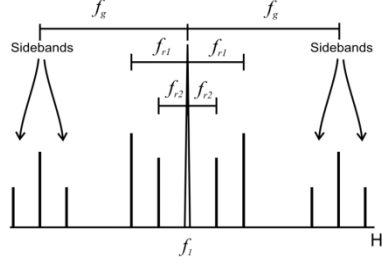
También el sistema de transmisión empleado puede amplificar ciertos armónicos en el espectro de la corriente demandada por el motor. En efecto, se ha comprobado que la utilización de sistemas de transmisión a base de poleas y correas o basados en engranajes introduce componentes cuyas frecuencias, en algunos casos, pueden resultar cercanas a las asociadas a determinadas averías de la máquina. Es por tanto muy conveniente conocer las frecuencias que introducen estos sistemas, para evitar confundirlas con las asociadas a fallos en el propio motor.

En trabajos como [BONALDI 2012] se defiende incluso que fallos en el sistema de transmisión introducen frecuencias en el espectro de la corriente y que, por tanto, el estudio detallado de estas frecuencias puede resultar muy útil para diagnosticar problemas en el propio sistema de transmisión.

A este respecto, la Tabla VI recoge las principales frecuencias asociadas a fallos en el sistema de transmisión, de acuerdo con las conclusiones a las que se llegan en [BONALDI 2012].

Tabla VI. Frecuencias asociadas a fallos en distintos sistemas de transmisión, según [BONALDI 2012]

Tipo de sistema	Componentes a estudiar	Evidencias de fallo	Patrón
POLEAS	$f_{pulley} = \frac{D_{motor\_pulley} \cdot f_r}{D_{load\_pulley}}$ <p><math>f_r</math>: frecuencia de giro del motor  <math>D_{motor\_pulley}</math>: diámetro de la polea del motor  <math>D_{load\_pulley}</math>: diámetro de la polea de la carga</p>	<p>- Análisis de armónicos laterales a <math>f_1 \pm f_{pulley}</math> puede informar de problemas de poleas excéntricas, tensión insuficiente, y poleas desequilibradas.</p> <p>Problemas relativos a la carga se pueden manifestar a las mismas frecuencias. En estos casos, el analista debe cruzar información de otras regiones espectrales para llegar a conclusiones fiables.</p>	 <p>The diagram shows a central peak at frequency <math>f_1</math>. Above the plot, a horizontal line with tick marks indicates the positions of side peaks at <math>f_{pulley}</math> intervals from <math>f_1</math>. The plot shows several peaks of varying heights symmetrically placed around <math>f_1</math>.</p>
CORREAS	$f_b = \frac{D_{motor\_pulley} \cdot \pi \cdot f_r}{L_{belt}}$ <p><math>L_{belt}</math>: longitud de la correa</p>	<p>- El análisis de la curva de tendencia de los armónicos de fallo a <math>f_1 \pm f_b</math> puede revelar fallos como pérdida o rotura de correa o tensión excesiva.</p> <p>- Además, se pueden detectar problemas originados en la carga ya que, en caso de fallo en ésta, las vibraciones en las correas aumentan y ello da lugar a amplitudes más elevadas en las componentes características de fallo.</p>	 <p>The diagram shows a central peak at frequency <math>f_1</math>. Above the plot, a horizontal line with tick marks indicates the positions of side peaks at <math>f_b</math> intervals from <math>f_1</math>. The plot shows several peaks of varying heights symmetrically placed around <math>f_1</math>. The label 'Hz' is at the bottom right of the plot area.</p>

<p>ENGRANAJES</p>	<p><math>f_{r1}, f_{r2}</math></p> <p><math>f_g = n \cdot f_{r1} = N \cdot f_{r2}</math></p> <p><math>f_{r1}</math>: frecuencia de giro antes de la transformación de velocidades</p> <p><math>f_{r2}</math>: frecuencia de giro tras la transformación de velocidades</p> <p><math>n</math>: número de dientes piñón  <math>N</math>: número de dientes corona</p> 	<p>Para la detección de fallos en engranajes hay dos regiones de interés:</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>- Una primera región (en zona de bajas frecuencias) permite detectar fallos puntuales en los engranajes (por ejemplo, un diente roto). Las frecuencias de interés aparecen a <math>f_I \pm f_{r1}</math> y <math>f_I \pm f_{r2}</math>.</li> <li>- La segunda región de interés muestra fallos distribuidos en el engranaje. Se denomina frecuencia de engrane (<i>gear mesh frequency</i>). Las frecuencias de interés se localizan a <math>f_I \pm f_g</math>.</li> </ul>	
-------------------	---	--	---

A título de ejemplo, la Figura 68 muestra el análisis FFT de la corriente en régimen permanente para un motor de 1,1 kW acoplado a una carga mediante un sistema de poleas y correas. En la figura se marcan algunas de las componentes que introduce el sistema de transmisión.

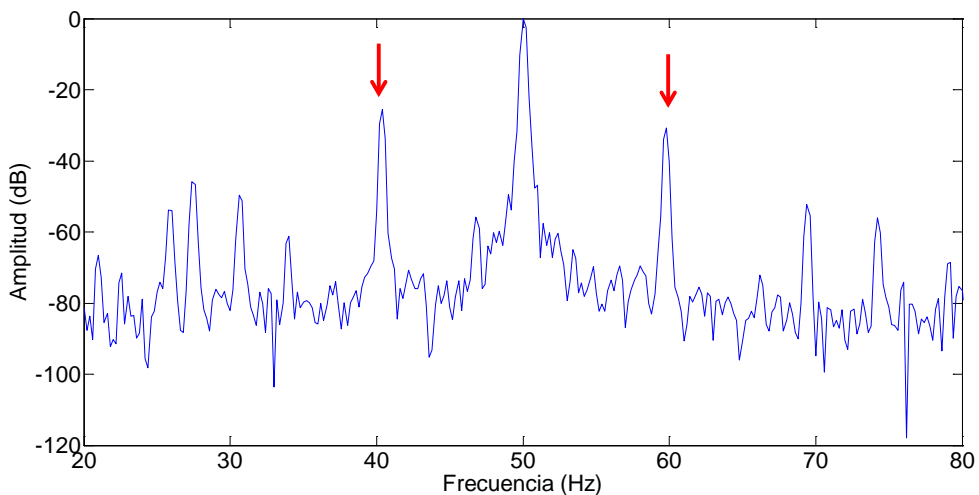


Fig. 68. Espectro de la corriente en régimen permanente para un motor de 1,1 kW que accionaba una carga mediante un sistema de poleas y correas; componentes introducidas por el sistema de transmisión.

### **3.2.4.3. Evoluciones tiempo-frecuencia de los armónicos causados por la carga/sistema de transmisión durante el arranque**

Dado que muchas de las frecuencias asociadas a fallos en la carga accionada o en el sistema de transmisión dependen de la velocidad de giro del motor, de acuerdo con lo visto en los puntos previos, es de esperar que dichas frecuencias evolucionen siguiendo trayectorias características durante el arranque de un motor, a medida que su velocidad aumenta desde cero (conexión del motor) hasta la velocidad de régimen permanente.

La evolución particular de cada componente dependerá de la expresión que la rige (ver Tablas V y VI), siendo la casuística muy variada ya que, como se ha visto, las expresiones son diferentes según el tipo de carga y el sistema de transmisión empleado. Por tanto, cuando se estudia el mapa tiempo-frecuencia resultante del análisis de la corriente de arranque para un motor determinado, habrá que tener en cuenta qué tipo de carga está accionando el motor y qué sistema de acoplamiento se está empleando. Ello facilitará la identificación de las posibles componentes introducidas por estos sistemas y, con ello, de las evoluciones respectivas durante el arranque. Con ello, se evitarán confusiones con respecto a los armónicos de avería que pudieran estar presentes, permitiendo una interpretación fidedigna del mapa tiempo-frecuencia y, con ello, un diagnóstico más fiable del estado del motor.

A título de ejemplo, la Figura 69 muestra el análisis tiempo-frecuencia de la corriente de arranque del motor de 1,1 kW que accionaba una carga mediante un sistema de poleas y correas (Figura 68). En dicho análisis se muestran las evoluciones durante el arranque de algunas de las componentes introducidas por el sistema de transmisión. En concreto, aparecen dos componentes que se van alejando de la componente fundamental a medida que el motor va acelerando, alcanzando finalmente sus respectivas frecuencias en régimen permanente. Estas evoluciones son acordes con las expresiones especificadas en la Tabla VI para el caso de poleas.

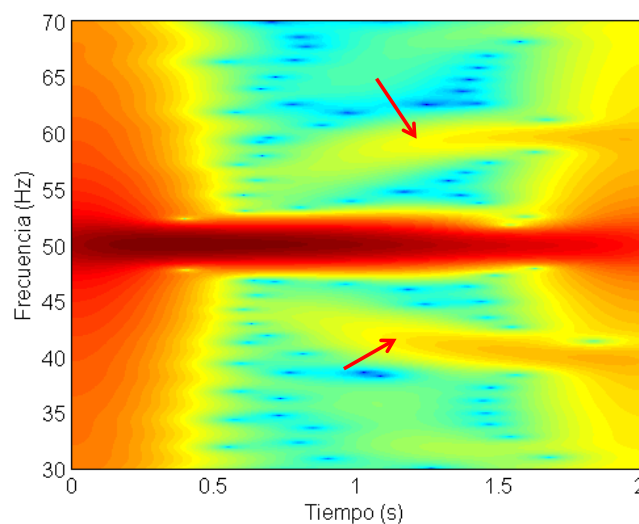


Fig. 69. Análisis tiempo-frecuencia de la corriente de arranque para un motor de 1,1 kW que accionaba una carga mediante un sistema de poleas y correas; evoluciones de las componentes introducidas por el sistema de transmisión.

### 3.3. ARMÓNICOS INTRODUCIDOS POR LAS DISTINTAS AVERÍAS

Una vez caracterizados los armónicos que aparecen en el espectro de la corriente de un motor en estado sano, se pasan a estudiar en el presente epígrafe los armónicos que son amplificadas por las diferentes averías. Como se señaló en el capítulo previo, la técnica de análisis de corrientes no es la ‘panacea’ para detectar todas las posibles averías que pueden tener lugar en un motor de inducción, ya que existen muchos fallos que no se ven reflejados en nuevas componentes en el espectro de corrientes. Sin embargo, la técnica sí que ha dado buenos resultados para el diagnóstico de ciertas averías, como fallos en el rotor, excentricidades y, en menor medida, fallos en rodamientos. Ello se debe a que la presencia de estas averías da lugar a que se amplifiquen las amplitudes de ciertos armónicos característicos ligados a las mismas, con lo que la evaluación de las amplitudes de estos armónicos permite determinar la severidad de la correspondiente avería en la máquina.

Aunque se comentaron en el capítulo previo algunas de las componentes asociadas a diferentes fallos, en el presente epígrafe se explican y caracterizan con mayor detalle las componentes amplificadas en el espectro de corrientes por fallos en el rotor, excentricidades y defectos en rodamientos. Se especial énfasis en la caracterización de los armónicos ligados al primer tipo de avería (fallos en rotor) dado que la presente tesis se centra en dicho fallo.

#### 3.3.1. ARMÓNICOS ASOCIADOS A FALLOS EN EL ROTOR

##### **3.3.1.1. Armónicos amplificadas en el espectro de la corriente en régimen permanente**

Las expresiones teóricas de las familias de armónicos amplificadas en la onda de corriente debido a la existencia de fallos en el rotor fueron justificadas hace varias décadas, en base al enfoque que inicialmente propuso Deleroi [DELEROI 1982] en la década de los 80. Como se explica en [FERNANDEZ-CABANAS 1998] y [ANTONINO 21 2006], este enfoque se basa en considerar la distribución de corrientes en el rotor de un motor de inducción con una barra rota (Figura 70 (a)) como la superposición de dos configuraciones: 1) la distribución en un motor en estado sano (Figura 70 (b)) más 2) la distribución que se obtendría en el propio motor con una fuente de corriente ubicada en la barra rota con un valor igual en todo instante a la corriente que circula por ella en condiciones normales, pero en sentido contrario (Figura 70 (c)). Así, al superponer estos dos estados, la corriente en la barra es nula, simulándose las condiciones de la rotura en dicha barra. Por tanto, la perturbación introducida por la rotura de barra sobre el campo del entrehierro se asimila a la creada por el campo al que da lugar esta segunda configuración (campo de falta).

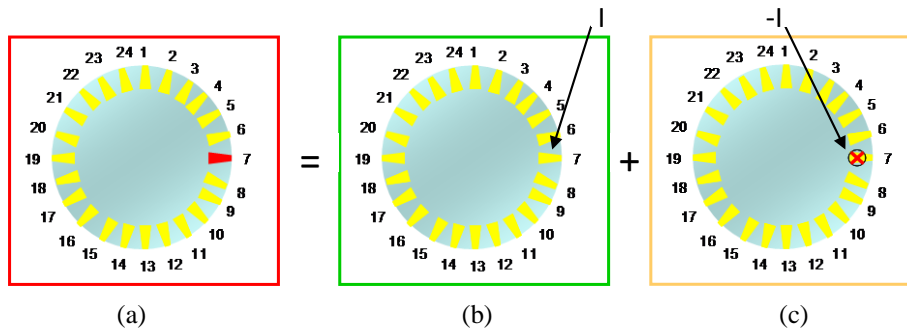


Fig. 70. Enfoque de Deleroi: motor con una barra rota (a) = motor sano (b) + motor con una fuente de corriente en la barra rota con valor  $-I$  (c) [ANTONINO 21 2006]

El campo de falta es un campo bipolar, de eje fijo respecto del rotor y puede descomponerse en dos series de ondas armónicas giratorias, de sentidos opuestos (serie directa con sentido de giro igual al del rotor y serie inversa con sentido de giro opuesto) [FERNANDEZ-CABANAS 1998]. Como se comenta en [ANTONINO 21 2006], algunas de estas componentes en las que se descompone el campo de falta inducen fuerzas electromotrices (*fem*) en el devanado del estator. Como consecuencia de las *fem* que el campo de falta induce en las fases del estator, aparecen armónicos en el espectro de las corrientes estáticas (a las frecuencias correspondientes). La amplitud de estos armónicos depende de la impedancia que el circuito estático presenta a la frecuencia del armónico, así como de la amplitud de la *fem* que la origina.

En [FERNANDEZ-CABANAS 1998] se determinan las frecuencias de los armónicos que cada componente  $k$  del campo de falta induce en la corriente estática, si es que dicha componente induce corrientes. De esta manera se deduce la *primera familia* de componentes inducidas en la corriente estática debido a fallos en el rotor, la cual viene dada por la expresión (13).

$$f_{bb1} = \left[ \frac{k}{p} (1 - s) \pm s \right] f, \quad \frac{k}{p} = 1, 3, 5 \dots \quad (13)$$

Dando valores al parámetro  $k/p$  en la expresión (13), se van obteniendo los armónicos de fallo dados por esta expresión. Los armónicos más importantes de esta familia vienen especificados en la Tabla VII. Como se observa, para  $k/p=1$  y signo negativo se obtiene el ya comentado armónico lateral inferior ( $f \cdot (1-2 \cdot s)$ ); por su parte, para  $k/p=1$  y signo positivo, el armónico resultante se solapa con la componente fundamental.

Por otro lado, otros autores [FILIPETTI 1998] probaron la existencia de una segunda familia de armónicos provocados por el fallo en el rotor. Esta segunda familia tiene su origen en la pulsación en el par a la que da lugar el armónico lateral inferior; en efecto, este armónico provoca una pulsación de frecuencia  $2 \cdot s \cdot f$  en el par, la cual da lugar a una oscilación en la velocidad, la amplitud de la cual depende de las condiciones de operación y de la inercia [ANTONINO 21 2006].



Esta oscilación provoca la aparición de una corriente de reacción a la frecuencia  $f \cdot (1 - 2 \cdot s)$  (la cual se opone a la creada a tal frecuencia por la rotura de la barra), y de otra componente a la frecuencia  $f \cdot (1 + 2 \cdot s)$  (armónico lateral superior). La consecuencia es que debido a la pulsación de velocidad, aparece un armónico lateral superior y, a su vez, se produce una disminución en amplitud del inferior. En [FILIPPETTI 1998] se justifica que la aparición del armónico superior en el espectro de corrientes estatóricas provoca la aparición de un campo magnético giratorio a la frecuencia  $3 \cdot s \cdot f$  respecto del rotor. Debido a la asimetría, las corrientes rotóricas generadas por las correspondientes  $f_{em}$  producen dos campos giratorios a las frecuencias  $\pm 3 \cdot s \cdot f$ . La secuencia del fenómeno continua pues; aparece otro armónico lateral inducido por el campo directo a la frecuencia  $f \cdot (1 - 4 \cdot s)$ , el cual, a su vez, provoca una oscilación de velocidad que dar lugar a un armónico a  $f \cdot (1 + 4 \cdot s)$  y así sucesivamente... [ANTONINO 21 2006]. En conclusión, se tienen una *segunda familia* de componentes estatóricas a las frecuencias dadas por la expresión (14). Como se observa en la citada expresión, para  $k=1$ , se obtienen los armónicos laterales principales (inferior y superior). Para valores superiores de  $k$ , se van obteniendo parejas de armónicos laterales cuyas amplitudes suelen ser decrecientes a medida que aumenta  $k$ . La Tabla VIII muestra los armónicos más significativos de esta segunda familia.

$$f_{bb2} = (1 \pm 2 \cdot k \cdot s) \cdot f \quad k = 1, 2, 3 \dots \quad (14)$$

Tabla VII. Primera familia de armónicos asociados al fallo en el rotor de acuerdo con la expresión (13)

$k/p$	$f_{bb1-} = \left[ \frac{k}{p} \cdot (1 - s) - s \right] \cdot f$	$f_{bb1+} = \left[ \frac{k}{p} \cdot (1 - s) + s \right] \cdot f$
1	$(1 - 2 \cdot s) \cdot f$	$f$
3	$(3 - 4 \cdot s) \cdot f$	$(3 - 2 \cdot s) \cdot f$
5	$(5 - 6 \cdot s) \cdot f$	$(5 - 4 \cdot s) \cdot f$
7	$(7 - 8 \cdot s) \cdot f$	$(7 - 6 \cdot s) \cdot f$

Tabla VIII. Segunda familia de armónicos asociados al fallo en el rotor de acuerdo con la expresión (14)

$k$	$f_{bb2} = [1 \pm 2 \cdot k \cdot s] \cdot f$
1	$(1 \pm 2 \cdot s) \cdot f$ <b>(ARMÓNICOS LATERALES)</b>
2	$(1 \pm 4 \cdot s) \cdot f$
3	$(1 \pm 6 \cdot s) \cdot f$
4	$(1 \pm 8 \cdot s) \cdot f$

En la práctica, como ya se apuntó en el capítulo previo, los armónicos que más se emplean para determinar el estado del rotor son los armónicos laterales a  $f \cdot (1 \pm 2 \cdot s)$ . En ocasiones, y especialmente en casos en los que puede haber dudas en el diagnóstico, se recurre a los armónicos de orden superior [FERNANDEZ-CABANAS 1998].

En estos casos, los armónicos mostrados en la Tabla VI para  $k/p=5$ , son frecuentemente utilizados como armónicos de apoyo para ratificar o descartar el diagnóstico proporcionado por los laterales. La Figura 71 muestra diferentes regiones del espectro FFT de la corriente del motor para un motor de 1,1 kW con dos barras rotas [ANTONINO 17 2016]. En la figura se observan los armónicos laterales (Figura 71 (a)), así como los comentados armónicos de fallo obtenidos a partir de (13) para  $k/p=5$ .

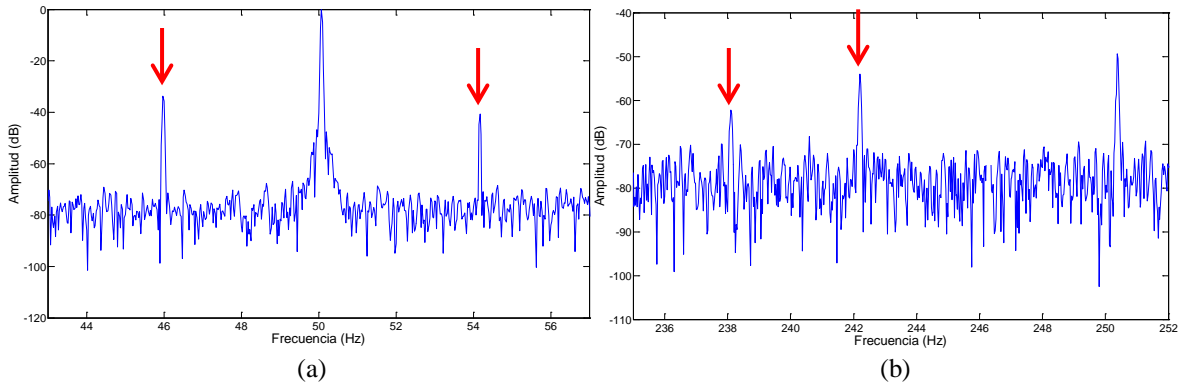


Fig. 71. Espectro de la corriente en régimen permanente para un motor de 1,1 kW con dos barras rotas: (a) armónicos laterales, (b) armónicos de fallo para  $k/p=5$  en (13) [ANTONINO 17 2016].

Para determinar el nivel de severidad de una eventual avería en el rotor, el indicador que normalmente se utiliza en la práctica se basa en la diferencia de amplitudes entre el armónico lateral inferior y el armónico fundamental (si bien, existen también índices alternativos propuestos por otros autores, como la suma de amplitudes de los dos armónicos laterales [FILIPPETTI 1998]). Algunos autores se han aventurado a establecer el nivel concreto de estado del rotor en función de la citada diferencia de amplitudes entre el armónico lateral inferior y el fundamental, proponiendo escalas como la mostrada en la Tabla IX. Resulta difícil generalizar escalas tan precisas, teniendo en cuenta la amplia variedad de tamaños y características constructivas de los motores industriales existentes, así como la variada casuística del propio fallo (roturas parciales, roturas no adyacentes, etc...). Es por ello, que en la práctica, se suelen establecer rangos más amplios de forma que, cuando la amplitud cae dentro de los citados rangos, se considera una señal de alarma indicativa de la existencia de fallo en el rotor. En concreto, si la amplitud relativa del armónico lateral inferior está entre -55dB y -45 dB respecto del fundamental, se considera señal de alarma. Lógicamente si la amplitud es inferior a -55dB el rotor se considera sano. Por el contrario, si la amplitud del armónico inferior es mayor a -45 dB urge adoptar acciones de mantenimiento del rotor, ya que el nivel de fallo es severo. Estos son los umbrales que vienen implementados en muchos equipos reales.

Tabla IX

Ejemplo de tabla de severidad de fallo en el rotor [ANTONINO 17 2016].

CAT.	F <sub>i</sub> Fp dB	Estado Rotor	Acción Recomendada
1	>60 dB	Excelente	Ninguna
2	54-60	Buena	Ninguna
3	48-54	Moderada	Ver Tendencias
4	42-48	Puede estar desarrollando barra partida o juntas alta resistencia	Reducir intervalo de inspección
5	36-42	Dos barras partidas y alta resistencia que generan vibración	Analizar vibración para confirmar
6	30-36	Múltiples barras rotas y anillos sueltos	Revisar urgentemente motor
7	<30dB	Múltiples barras y anillos de cortocircuito. Severo	Revisar - Cambiar motor

### 3.3.1.2. Evoluciones tiempo-frecuencia durante el arranque de los armónicos asociados a fallos en el rotor

Como se ha visto en el punto anterior, los armónicos asociados a fallos en el rotor, tanto los de la primera familia (expresión (13)), como los de la segunda (expresión (14)), son función del deslizamiento  $s$ . Por consiguiente, durante cualquier arranque en el que varíe el deslizamiento, también variarán las frecuencias de estos armónicos.

Más concretamente, como antes se comentó, bajo muchas de la modalidades citadas de arranque (arranque directo, autotransformador, resistencias estáticas, arrancador estático), el deslizamiento varía entre 1 (cuando el motor se conecta) y cerca de cero (régimen permanente). Por tanto, la frecuencia de cada armónico dada por (13) o (14) evolucionará durante el arranque en consonancia con la citada variación del deslizamiento.

A título de ejemplo, y como ya se apuntó en el capítulo anterior, el armónico lateral inferior, cuya frecuencia  $f_{Li}$  viene dada por (14) para  $k=1$  y signo (-), evolucionará entre la frecuencia de suministro (50 Hz, cuando  $s=1$ ), disminuirá posteriormente hasta 0 Hz (cuando  $s=1/2$ ) y ascenderá de nuevo hasta alcanzar un valor cercano a la frecuencia de suministro (régimen permanente  $s \approx 0$ ). Por tanto, la frecuencia de esta componente seguirá durante el arranque una evolución característica en forma de V, tal y como se representa en la Figura 72, que muestra a evolución de  $f_{Li}$  obtenida para un arranque simulado de un motor de 1,1 kW.

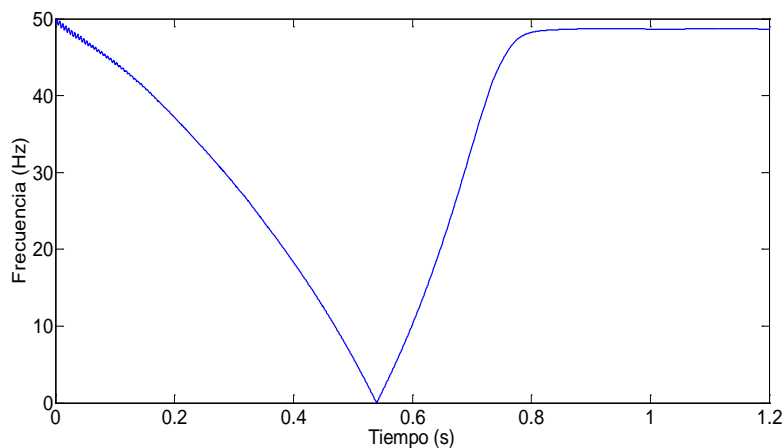


Fig. 72. Evolución temporal de la frecuencia del armónico lateral inferior  $f_{Li}$  durante un arranque simulado de un motor de 1,1 kW

Del mismo modo el armónico lateral superior, cuya frecuencia viene dada por (14) para  $k=1$  y signo (+), también evolucionará de forma característica, a medida que el deslizamiento  $s$  varíe. En este caso, la frecuencia de este armónico  $f_{Ls}$  evolucionará entre  $3 \cdot f$  (150 Hz) y  $f$  (50 Hz) durante el arranque, tal y como se muestra en la Figura 73.

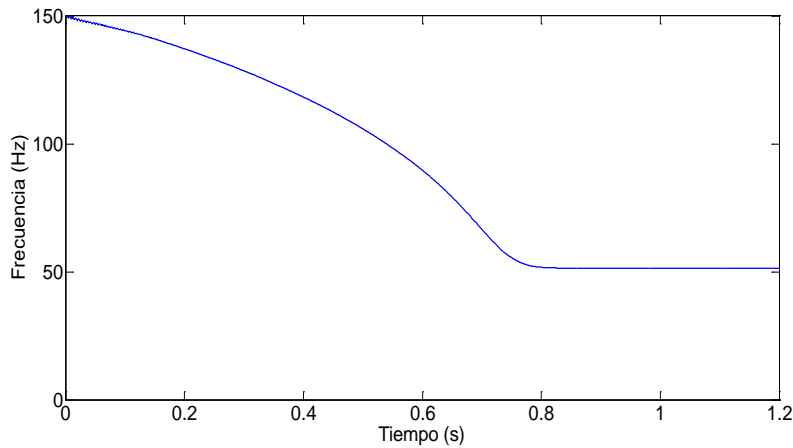


Fig. 73. Evolución temporal de la frecuencia del armónico lateral superior  $f_{Ls}$  durante un arranque simulado de un motor de 1,1 kW

Un razonamiento análogo al seguido para determinar las evoluciones de las frecuencias de los armónicos laterales inferior y superior durante el arranque, se puede aplicar para determinar la evolución durante el arranque de la frecuencia de cualquiera de los armónicos dados por (13) o por (14). La frecuencia de cada uno de estos armónicos tendrá una evolución característica durante el citado transitorio, la cual dependerá de la expresión que la rige. La Figura 74 muestra las evoluciones teóricas durante el arranque para los armónicos de fallo más significativos de la primera familia, cuyas frecuencias vienen dadas por la expresión (13) y están detalladas en la Tabla VII. Como se observa, algunos armónicos tienen una evolución indirecta (sus frecuencias decrecen hasta cero, para luego volver a crecer) y otros directa (aumentando su frecuencia desde un valor inicial hasta alcanzar su valor final).

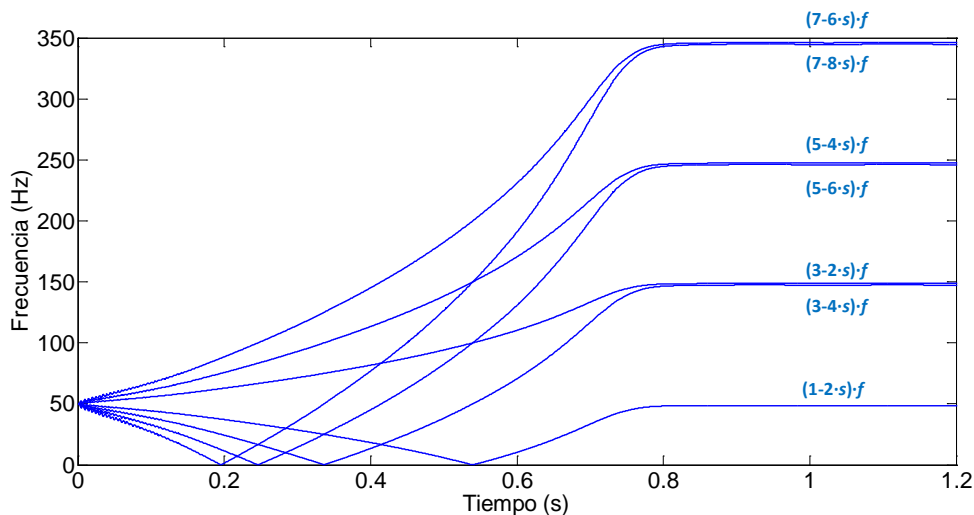


Fig. 74. Evoluciones temporales teóricas de las frecuencias de la primera familia de armónicos de fallo, dada por (13), durante un arranque simulado de un motor de 1,1 kW

Por otro lado, La Figura 75 muestra las evoluciones teóricas durante el arranque para los armónicos de fallo más significativos de la segunda familia, cuyas frecuencias vienen dadas por la expresión (14) y están detalladas en la Tabla VII. Como también se observa, algunos armónicos tienen una evolución indirecta (sus frecuencias decrecen hasta cero, para luego volver a crecer hasta alcanzar su valor final) mientras que otros armónicos tienen una evolución directa (disminuyen su frecuencia desde un valor inicial hasta alcanzar su valor final). Como se observa en la figura, los armónicos de esta familia alcanzan valores cercanos a la frecuencia de suministro (50 Hz) al llegar al régimen permanente.

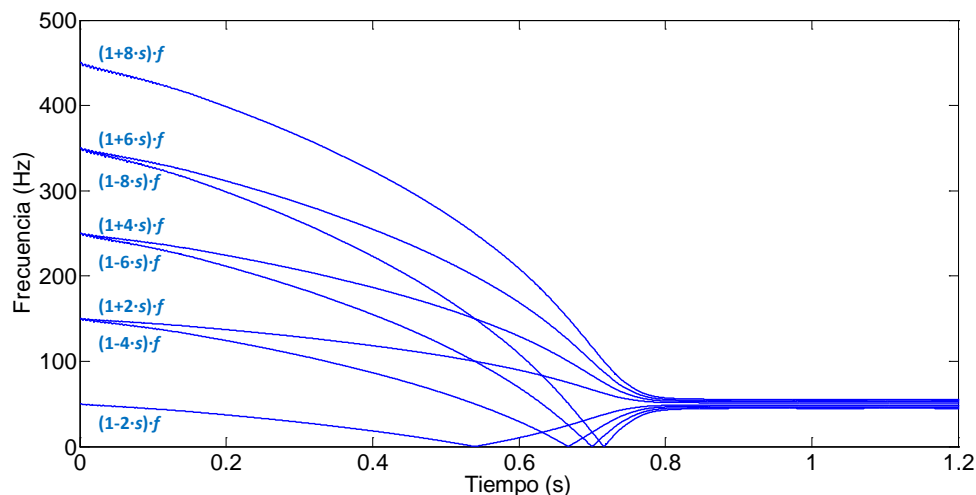


Fig. 75. Evoluciones temporales teóricas de las frecuencias de la segunda familia de armónicos de fallo, dada por (14), durante un arranque simulado de un motor de 1,1 kW

La identificación de las evoluciones durante el arranque de estas componentes de fallo resulta muy útil para diagnosticar un eventual fallo en el rotor. La detección de un patrón en el mapa tiempo-frecuencia suele ser más fiable que la de un pico frecuencial en el espectro FFT, el cual es más fácil que pueda ser debido a otras causas diferentes a la avería. De hecho, se ha comprobado que la detección de estas evoluciones transitorias de los armónicos de fallo ayuda a evitar falsos diagnósticos en muchos caos industriales que se suelen dar con relativa frecuencia y que ya se apuntaron en el capítulo previo. Cabe destacar que, usualmente, el diagnóstico de la condición del rotor basado en análisis del arranque, suele estar centrado en detectar la ya comentada evolución en forma de V del armónico lateral inferior (ver Figura 72), que suele ser el más relevante. No obstante, en casos en los que el diagnóstico no resulta claro, la identificación de las evoluciones de otros armónicos como las mostradas en las figuras 74 y 75 puede resultar crucial para llegar a un diagnóstico preciso de la avería.

### 3.3.2. ARMÓNICOS ASOCIADOS A EXCENRICIDADES

#### 3.3.2.1. Armónicos amplificados en el espectro de la corriente en régimen permanente

En el capítulo 2 se explicaron las diferentes tipologías de excentricidad existentes, así como las posibles repercusiones de este tipo de fallo en un motor de inducción. Se comentó también que era posible detectar este tipo de fallo y evaluar su severidad mediante la técnica de análisis de corrientes, ya que la presencia de excentricidades amplificaba las amplitudes de determinados armónicos en el espectro de corrientes estáticas.

Más concretamente, diversos autores han demostrado que la presencia de una excentricidad mixta (que es la que realmente se da en la práctica, ya que siempre coexisten un cierto grado de excentricidad estática y de excentricidad dinámica) amplifica las amplitudes de los armónicos cuyas frecuencias vienen dadas por la expresión (15) [THOMSON 2017] [CAMERON 1986]. Para una cierta máquina, con  $p$  pares de polos y frecuencia de alimentación  $f$ , dando valores a  $m$  en la expresión (15) van obteniéndose los diferentes pares de armónicos asociados a la excentricidad mixta, siendo los más significativos los obtenidos para  $m=1$  (para mayores valores de  $m$ , las amplitudes de los armónicos van reduciéndose sustancialmente).

$$f_{ecc1} = \left[ 1 \pm \frac{m \cdot (1-s)}{p} \right] f, \quad m = 1, 2, 3, 4 \dots \quad (15)$$

Para un caso habitual como es un motor de 4 polos ( $p=2$ ) y frecuencia de alimentación  $f=50$  Hz, los armónicos principales de excentricidad mixta ( $m=1$ ) vendrían dados por las expresiones (16) y (17). Dado que el deslizamiento  $s$  suele tener un valor muy reducido en régimen permanente (usualmente, entre 1 y 5%), estos armónicos aparecerán a poco más de 25 Hz (armónico inferior de excentricidad mixta) y a poco menos de 75 Hz (armónico superior de excentricidad mixta), para el motor considerado.

$$f_{ecc-} = 50 \cdot \left( 1 - \frac{(1-s)}{2} \right) = 25 + 25 \cdot s \quad (16)$$

$$f_{ecc+} = 50 \cdot \left( 1 + \frac{(1-s)}{2} \right) = 75 - 25 \cdot s \quad (17)$$

La Figura 76 muestra el espectro FFT de la corriente demandada en régimen permanente por un motor de laboratorio de 1,1 kW y 4 polos, en el que existía un cierto grado de excentricidad mixta causada por un cierto desalineamiento con la carga acoplada. Se observan claramente la amplitud significativa de las componentes

principales de excentricidad mixta ubicadas, como se ha comentado, a poco más de 25 Hz y a poco menos de 75 Hz.

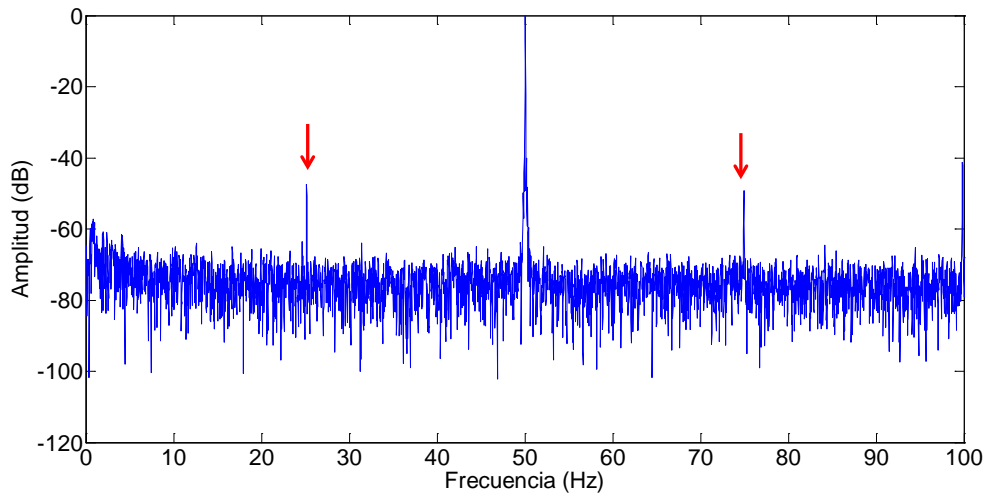


Fig. 76. Espectro de la corriente en régimen permanente para un motor de laboratorio de 1,1 kW y 4 polos con cierto grado de desalineamiento con la carga; componentes introducidas por la excentricidad mixta.

Cabe apuntar que para otros números de polos del motor considerado, las componentes de excentricidad vendrán localizadas en otras frecuencias, de acuerdo con (15). Así, si  $p=1$ , las componentes principales de excentricidad mixta aparecen a poco más de 0 Hz y poco menos de 100 Hz, cuando  $p=3$ , las componentes aparecen a poco más de 33 Hz y poco menos de 66 Hz, si  $p=4$ , a poco más de 37,5 Hz y poco menos de 62,5 Hz, etc... Normalmente, la detección de estas componentes de excentricidad mixta resulta bastante sencilla en el espectro de corrientes.

Por otro lado, otros autores proporcionaron en su día otra expresión, que es capaz de discriminar entre las componentes amplificadas por cada tipo de excentricidad (estática/dinámica) [THOMSON 2017], [CAMERON 1986]. Esta expresión viene dada por (18), donde  $R$  es el número de ranuras del rotor,  $f$  la frecuencia de alimentación,  $s$  el deslizamiento,  $p$  el número de pares de polos y  $\nu = 1,3,5\dots$ ; dando un valor de 0 al parámetro  $n_d$  se obtendrían las componentes amplificadas por la excentricidad estática y dado valores de  $n_d=1, 2, 3\dots$  se van obteniendo las familias de componentes asociadas a la excentricidad dinámica. Si se analiza con detenimiento la expresión (18), se observa que las frecuencias de las componentes de excentricidad estática coinciden con las de los armónicos PSH (ver expresión (12)). Ello implica que la presencia de excentricidad estática se ve traducida en un aumento de amplitud de los citados PSH; el diagnóstico de la excentricidad estática se basaría por tanto en detectar variaciones en la amplitud de los citados armónicos. Por otro lado, la presencia de excentricidad dinámica, de acuerdo con (18) se traduciría en la aparición de parejas de armónicos laterales en torno a los citados PSH. La evaluación del nivel de excentricidad dinámica se basaría por tanto en la evaluación de las amplitudes de los citados laterales.

Algunos autores como [THOMSON 2017] han incluso sugerido indicadores de severidad de esta avería que están basados en estos armónicos; en concreto, en [THOMSON 2017] se indica que diferencias de menos de 15 dB entre el PSH1(+) y su lateral inferior es indicativo de niveles de excentricidad superiores al 20%.

$$f_{ecc2} = \left[ (R \pm n_d) \cdot \frac{k}{p} \cdot (1 - s) \pm v \right] \cdot f \quad (18)$$

Cabe destacar que las frecuencias obtenidas con la expresión (18) suelen ubicarse en la zona de altas frecuencias y, en la práctica, no siempre resultan fáciles de identificar, debido a sus reducidas amplitudes, con lo que la evaluación del nivel de excentricidad en base a estas componentes con frecuencia no resulta sencilla.

### **3.3.2.2. Evoluciones tiempo-frecuencia durante el arranque de los armónicos asociados a excentricidades**

Una idea análoga a la empleada en el caso de detección de fallos en el rotor mediante el análisis de la corriente de arranque se puede extrapolar al diagnóstico de excentricidades; dado que las expresiones (15) y (18) son función del deslizamiento  $s$ , cualquier variación del mismo provocará una variación en las citadas frecuencias. Así, durante un arranque directo, a medida que el deslizamiento  $s$  varía entre 1 (conexión del motor) y cerca de cero (régimen permanente), las frecuencias dadas por (15) y (18) variarán de forma correspondiente. Más concretamente, para el caso de una máquina con dos pares de polos ( $p=2$ ) y frecuencia de alimentación  $f=50$ , las frecuencias de las componentes principales de excentricidad ( $m=1$ ), dadas por (16) y (17), variarán de una forma muy característica: mientras la frecuencia de la componente inferior  $f_{ecc-}$  comenzará siendo igual a 50 Hz, cayendo posteriormente hasta alcanzar poco más de 25 Hz en régimen permanente, la componente superior  $f_{ecc+}$  comenzará siendo igual a 50 Hz, pero luego aumentará, hasta alcanzar un valor de casi 75 Hz en régimen permanente. La conclusión es que las citadas componentes evolucionarán de una forma muy característica, cuya detección puede resultar muy útil para diagnosticar la presencia de esta avería. La Figura 77 muestra las evoluciones teóricas de las frecuencias de estas componentes durante el arranque de un motor de  $p=2$  y  $f=50$  Hz.



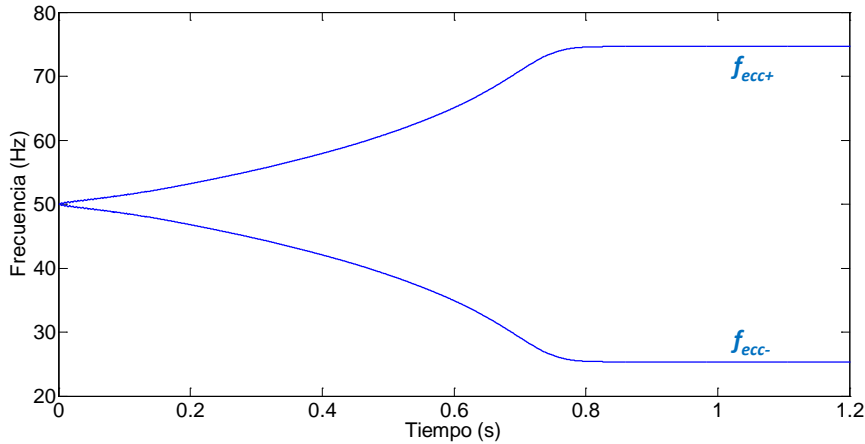


Fig. 77. Evoluciones temporales teóricas de las frecuencias de las componentes principales de excentricidad mixta dadas por (16) y (17), durante un arranque simulado de un motor de 1,1 kW

La Figura 78 muestra las evoluciones teóricas durante el arranque de las componentes de excentricidad, obtenidas a partir de (15) para diferentes valores de  $m$  en un motor de 1,1 kW y  $p=2$ . Como se ha comentado, las más significativas suelen ser las obtenidas para  $m=1$ , cuyas evoluciones se han mostrado en la Figura 77.

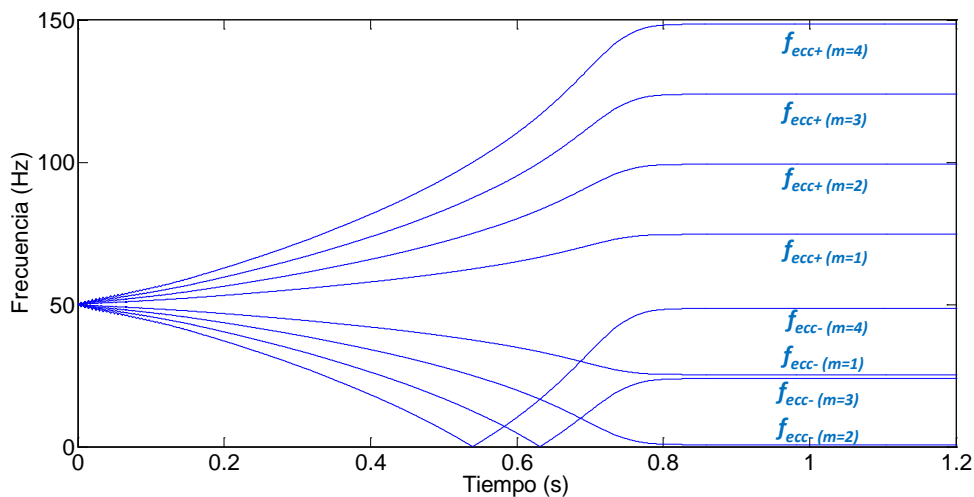


Fig. 78. Evoluciones temporales teóricas de las frecuencias de las componentes de excentricidad mixta dadas por (15) para diferentes valores de  $m$ , durante un arranque simulado de un motor de 1,1 kW y  $p=2$ .

Por otro lado, la Figura 78 muestra las evoluciones de las frecuencias de las componentes de excentricidad que se obtendrían para  $m=1$  y para diferentes números de pares de polos de la máquina considerada. De acuerdo con lo dicho previamente, las componentes parten del valor de frecuencia de suministro (50 Hz) y terminan en sus respectivas frecuencias en régimen permanente ( $\sim 0$  Hz y  $\sim 100$  Hz para  $p=1$ ,  $\sim 25$  Hz y  $\sim 75$  Hz para  $p=2$ ,  $\sim 33$  Hz y  $\sim 66$  Hz para  $p=3$ ,  $\sim 37,5$  Hz y  $\sim 72,5$  Hz para  $p=4$ , etc...).

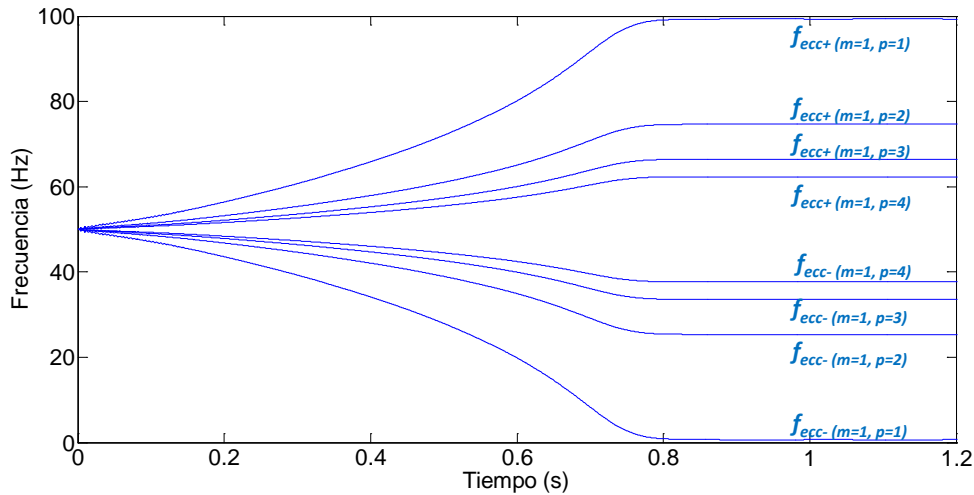


Fig. 78. Evoluciones temporales teóricas de las frecuencias de las componentes de excentricidad mixta dadas por (15) para  $m=1$  y diferentes valores de  $p$ , durante un arranque simulado de un motor de 1,1 kW.

Por otro lado, las componentes de excentricidad cuyas frecuencias vienen dadas por la expresión (18) también tendrán sus propias evoluciones durante el arranque, a medida que el deslizamiento  $s$  varía. Más concretamente, si se considera un motor con  $p=2$ , las frecuencias de las componentes principales de excentricidad dinámica ( $n_d=1$ ) dadas por (18), evolucionarán de la forma indicada en la Figura 79. En ella se representan las componente obtenidas para los valores iniciales del parámetro  $\nu$ , esto es,  $\nu = \pm 1$ ,  $\nu = \pm 3$  y  $\nu = \pm 5$ .

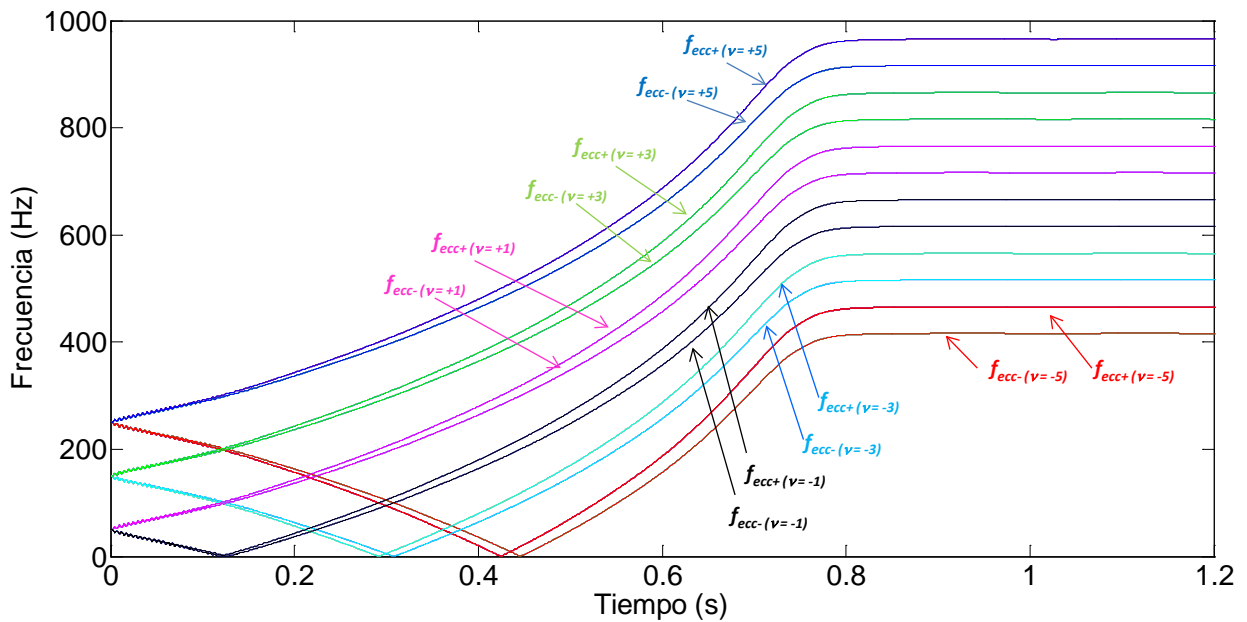


Fig. 79. Evoluciones temporales teóricas de las frecuencias de las componentes de excentricidad dinámica dadas por (18) para  $n_d=1$  y diferentes valores de  $\nu$ , durante un arranque simulado de un motor de 1,1 kW y  $p=2$ .

### 3.3.3. ARMÓNICOS ASOCIADOS A FALLOS EN RODAMIENTOS

#### 3.3.3.1. Armónicos amplificados en el espectro de la corriente en régimen permanente

Otro tipo de fallo que es posible diagnosticar mediante el análisis de corrientes es el relacionado con daños en distintas partes de un rodamiento. A este respecto, la técnica que mejores resultados ha dado a nivel industrial para diagnosticar fallos en estos elementos es el análisis de vibraciones. Sin embargo, durante estos últimos años, la técnica de análisis de corrientes se ha revelado como una interesante alternativa para completar el diagnóstico proporcionado por el análisis vibracional. Es cierto que las componentes amplificadas en el espectro de corrientes por este tipo de fallo suelen tener amplitudes reducidas. Sin embargo, su detección puede aportar información valiosa para diagnosticar daños en estos elementos. En algunas aplicaciones esta información puede resultar crucial, al no poder recurrir al uso de la técnica de análisis de vibraciones, por no poder instalar acelerómetros para a medida de las magnitudes necesarias, como es el caso de motores en bombas sumergidas.

Las componentes amplificadas en el espectro de la corriente ante un fallo en el rodamiento, están íntimamente ligadas a las amplificadas en el espectro de vibraciones. Esto es, para un determinado tipo de defecto (fallo en la pista externa, fallo en la pista interna, defectos en bolas, fallo en jaula...), a partir de las frecuencias que dicho defecto amplifica en el espectro de vibraciones (las cuales se pueden calcular fácilmente con fórmulas bien conocidas), se pueden obtener automáticamente las frecuencias amplificadas en el espectro de corrientes, mediante una expresión que relaciona ambas. La Tabla X muestra las frecuencias amplificadas por distintos tipos de fallos en rodamientos en el espectro de vibraciones [BLODT 2004]. En las expresiones mostradas en dicha tabla,  $N_b$  es el número de bolas,  $D_b$  y  $D_c$  son los diámetros de las bolas y diámetro pitch, respectivamente,  $f_r$  es la frecuencia mecánica del rotor y  $\beta$  es el ángulo indicado en la Figura 80.

Tabla X

Frecuencias amplificadas en el espectro de vibraciones ante diferentes tipos de fallo en rodamientos

Tipo de fallo	Frecuencias amplificadas
Fallo en la pista externa	$f_o = \frac{N_b}{2} \cdot f_r \cdot \left(1 - \frac{D_b}{D_p} \cos \beta\right)$
Fallo en la pista interna	$f_i = \frac{N_b}{2} \cdot f_r \cdot \left(1 + \frac{D_b}{D_p} \cos \beta\right)$
Fallos en bolas	$f_B = \frac{D_p}{D_b} \cdot f_r \cdot \left(1 - \frac{D_b^2}{D_p^2} \cos^2 \beta\right)$
Fallos en la jaula	$f_c = \frac{1}{2} \cdot f_r \cdot \left(1 - \frac{D_b}{D_p} \cos \beta\right)$

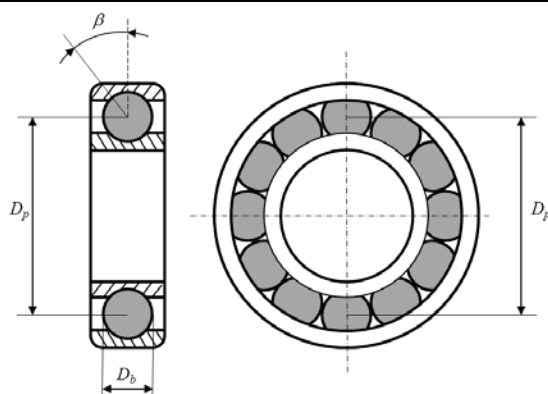


Fig. 80. Características geométricas consideradas en las fórmulas de la Tabla X.

Como se ha comentado, conocidas las frecuencias amplificadas en el espectro de vibraciones debido a fallos en rodamientos, se pueden calcular las correspondientes frecuencias en el espectro de corrientes. Esto se puede efectuar aplicando la expresión (19), en la que  $f_s$  es la frecuencia eléctrica de suministro y  $f_{I,O}$  es la correspondiente frecuencia vibracional para cada tipo de fallo, dada por la Tabla X.

$$f_{rod} = |f_s \pm m \cdot f_{I,O}|, \quad m = 1, 2, 3, 4 \dots \quad (19)$$

Algunos autores [BLODT 2004] han apuntado frecuencias adicionales amplificadas por el citado fallo como es el caso de las frecuencias dadas por la expresión (20), que también son amplificadas en el caso de fallo en la pista interna, de acuerdo con estos autores.

$$f_{rod2(I)} = |f_s \pm f_r \pm m \cdot f_I|, \quad m = 1, 2, 3, 4 \dots \quad (20)$$

La Figura 81 muestra el espectro de un motor sano y el de un motor afectado por fallo en la pista externa del rodamiento. Se puede observar la prominente amplitud de alguna de las componentes asociadas al fallo, como es la que aparece, para este rodamiento en concreto, a la frecuencia de 174 Hz [HADDAD 2015].

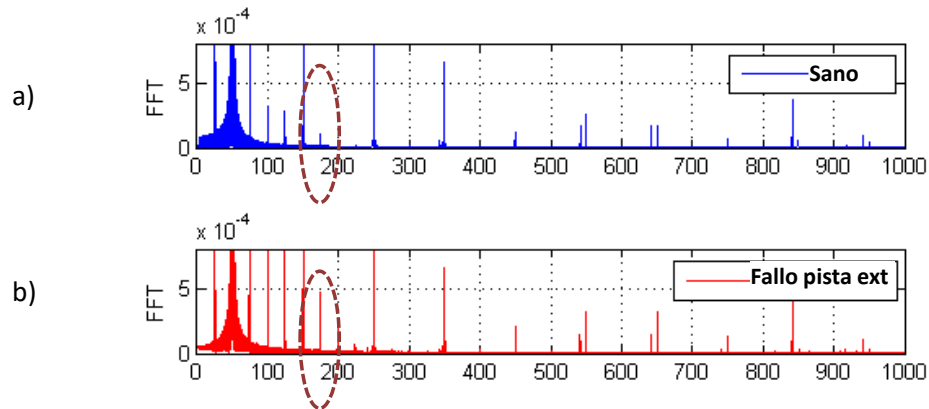


Fig. 81. Espectro de la corriente en régimen permanente para un motor de laboratorio de 1,1 kW y 4 polos: (a) rodamiento en estado sano, (b) rodamiento con fallo en la pista externa [HADDAD 2015].

### 3.3.3.2. Evoluciones tiempo-frecuencia durante el arranque de los armónicos asociados a fallos en rodamientos.

Siguiendo el mismo razonamiento que el empleado en el caso de los anteriores tipos de fallo, dado que las frecuencias de las componentes asociadas a fallos en rodamientos dependen de la velocidad de giro del motor (ver  $f_r$  en expresiones de la Tabla X), estas frecuencias evolucionarán de forma característica durante el arranque del motor, a medida que dicha velocidad de giro cambia entre 0 y la velocidad de régimen permanente. Una vez más, la identificación de las evoluciones de estas frecuencias de las componentes de fallo durante el arranque constituye una evidencia fable de a presencia de dicho fallo.

A título de ejemplo, la Figura 82 representa las evoluciones teóricas durante el arranque de las frecuencias de las componentes asociadas a un fallo en la pista externa del rodamiento en un motor con un rodamiento de  $N_b=11$ ,  $D_b=110$ ,  $D_p=26$  y  $\beta=0$  para los primeros valores del parámetro  $m$ , según la expresión (19).

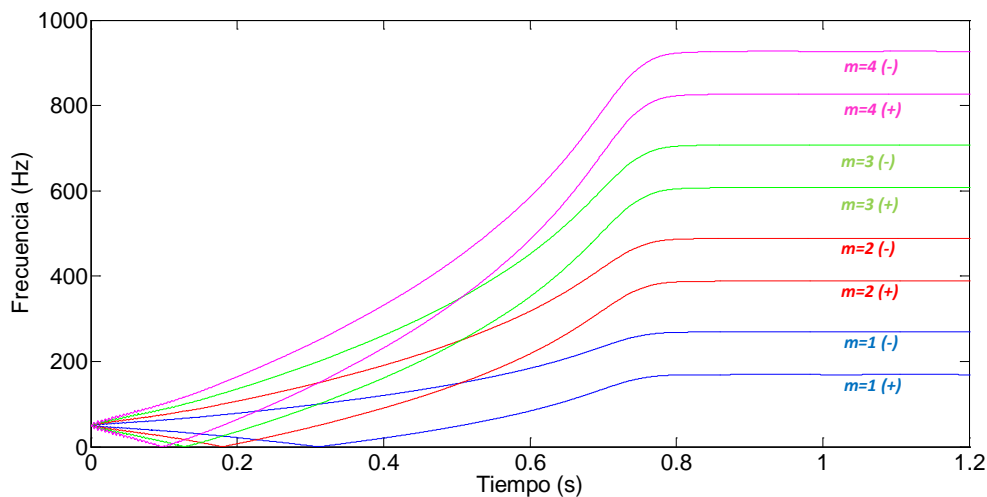


Fig. 82. Evoluciones temporales teóricas de las frecuencias de las componentes de fallo en la pista externa de rodamiento dadas por (19) durante un arranque simulado de un motor con rodamientos de  $N_b=11$ ,  $D_b=110$ ,  $D_p=26$  y  $\beta=0$ .

Las frecuencias de las componentes asociadas a otros tipos de fallo en rodamiento (pista interna, bolas, jaula, etc...) tendrían sus correspondientes evoluciones durante el arranque, de forma análoga a las mostradas en la Figura 82.

### 3.4. ESTUDIO EMPÍRICO DE LOS ARMÓNICOS AMPLIFICADOS BAJO OPERACIÓN MEDIANTE ARRANCADOR ESTÁTICO

En la presente sección se desarrolla un estudio empírico cualitativo mediante el cual se pretenden determinar los armónicos que se amplifican en el espectro de corrientes cuando el motor es arrancado mediante arrancador estático. Dado que estos accionamientos solamente intervienen durante el arranque del motor, se efectuará el estudio analizando la corriente que demanda el motor durante el arranque. A tal efecto, se emplean transformadas tiempo-frecuencia continuas, mediante las cuales se pueden identificar claramente los armónicos amplificados en cada caso. En concreto, se hace uso de la STFT, la cual se aplica a la señal de corriente de arranque demandada por un motor de laboratorio de 1,1 kW y 4 polos ( $k=1$ ;  $R=28$ ;  $p=2$ ;  $f=50$ ), el cual es arrancado mediante un arrancador de la marca Siemens, modelo SIKOSTART 3RW22, cuyas características se detallan más adelante en el presente documento.

En la Figura 83 se muestra el análisis tiempo-frecuencia de la corriente de arranque para el caso del motor de 1,1 kW en estado sano y directamente conectado a la red eléctrica. En el mapa tiempo-frecuencia son claramente discernibles los armónicos de devanado de orden 5 y 7 (WH5 y WH7). El armónico de devanado de orden 3 no debería estar presente en condiciones ideales. Sin embargo, sí que lo está (si bien con baja amplitud) debido, como se comentó anteriormente, a que siempre existe un cierto desequilibrio en la tensión de suministro. Por otro lado, son también claramente visibles algunos PSH, como el PSH1 (-), el PSH3 (+) y el PSH 5(+), tal y como se señala en la figura.

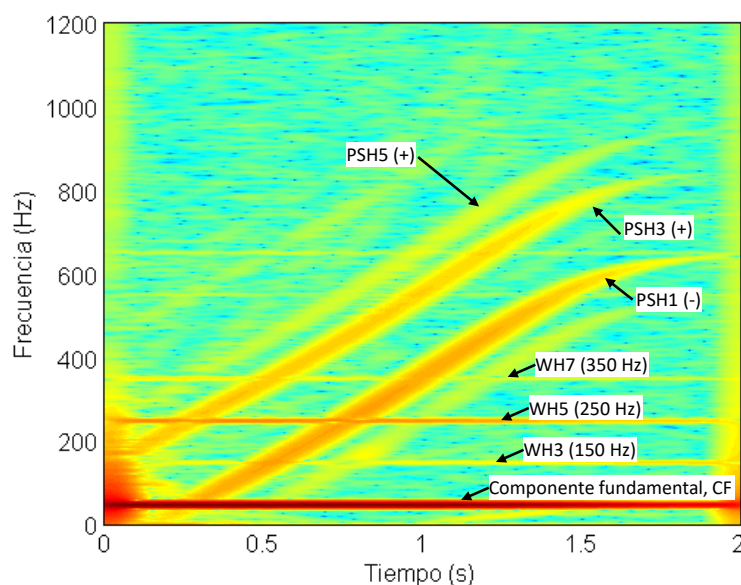


Fig. 83. Análisis tiempo-frecuencia de la corriente de arranque para el caso del motor de 1,1 kW en estado sano y arrancado de forma directa.

El mismo motor fue arrancado de nuevo de forma directa a la red, pero en esta ocasión a través de una bancada especial que hacía posible la realización de diversos tipos de arranque. Si bien el motor era arrancado de nuevo mediante arranque directo, la bancada introducía un cierto desequilibrio en la tensión de alimentación.

Este desequilibrio se traduce en una mayor amplitud en el armónico de devanado de orden 3 (WH3). Esto se observa en la Figura 84 que muestra el análisis tiempo-frecuencia de la corriente de arranque para el caso del motor de 1,1 kW en estado sano y arrancado de forma directa a través de la bancada (tensión de alimentación desequilibrada). En esta gráfica se aprecia una mayor amplitud del citado armónico WH3 en comparación con la observada en la Figura 83. Por otro lado, como ocurría en el caso previo, en la figura son claramente observables los armónicos de devanado de orden 5 y 7 (WH5 y WH7), así como los armónicos principales de ranura PSH1 (-), PSH3 (+) y PSH 5 (+). También el PSH1 (+) aparece con cierta amplitud.

La Figura 84 es la que se tomará como referencia para identificar los armónicos amplificados con arranque mediante arrancador estático.

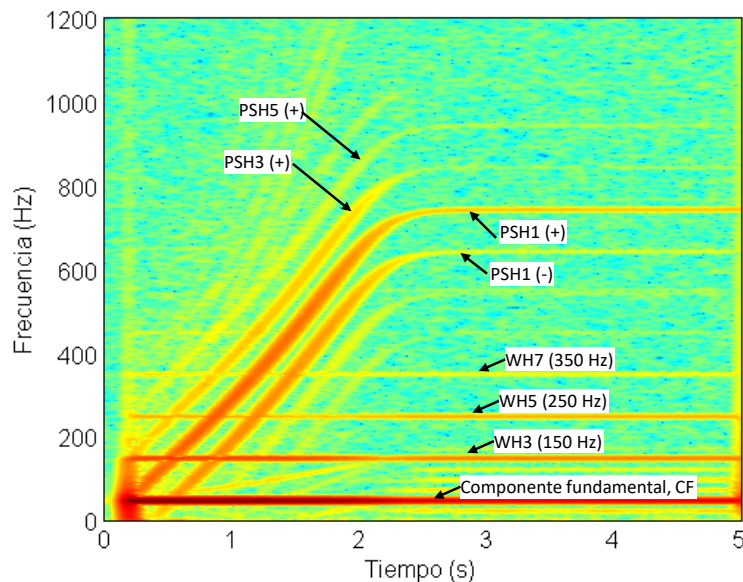


Fig. 84. Análisis tiempo-frecuencia de la corriente de arranque para el caso del motor de 1,1 kW en estado sano y arrancado de forma directa (tensión de suministro desequilibrada).

A continuación, se procedió a arrancar el mismo motor a través del arrancador estático Siemens SIKOSTART 3RW22. En primer lugar, se efectuó el arranque habilitando únicamente la *opción de rampa de tensión* (opción limitación de corriente deshabilitada). Esto es, el arrancador efectuaba el arranque del motor mediante la aplicación de una rampa de tensión progresivamente creciente, desde un 40% de la tensión nominal hasta el 100% de la tensión nominal (duración de la rampa 7,7 segundos). La Figura 85 muestra el análisis tiempo-frecuencia de la corriente de arranque en este caso. Se observa, en primer lugar, un claro aumento del contenido armónico de la señal (compárense las Figuras 84 y 85). El análisis revela un aumento de las amplitudes de los armónicos de devanado de orden 5 y 7 (WH5 y WH7). Esto tiene su explicación en el incremento de amplitud de estos armónicos provocado por el uso de rectificadores controlados a base de tiristores [ABB 3 2013]. Como se comenta en [ABB 3 2013], el contenido armónico introducido por estas topologías puede ser incluso mayor que cuando se utilizan rectificadores a base de diodos.



Por otro lado, también se observa un claro aumento en las amplitudes de muchos armónicos principales de ranura, especialmente de la familia indirecta de armónicos PSH, cuyas frecuencias disminuyen hasta cero para luego aumentar hasta alcanzar su valor en régimen permanente (PSH1 (-), PSH3 (-), PSH5 (-), etc...). Nótese como, en la Figura 85, la región de bajas frecuencias (por debajo de 50 Hz) queda bastante ‘contaminada’ debido a las evoluciones de las componentes de esta familia de PSH. Por otro lado, también es de destacar la prominente amplitud del armónico de devanado de orden 3 (WH3), causada por el desequilibrio en la tensión de alimentación, tal y como ocurría en el caso previo.

Posteriormente, se procedió de nuevo a arrancar el motor mediante el mismo arrancador, pero habilitando también la opción de limitación de corriente (el máximo valor de corriente permitido se fijó en 2,8 veces la corriente nominal), todo ello con una tensión de alimentación ligeramente desequilibrada. Las conclusiones resultan análogas a las del caso previo, a saber: amplificación de los armónicos de devanado de orden 5 y 7 (WH5 y WH7), amplificación de múltiples armónicos principales de ranura (en especial, los de la familia indirecta, con frecuencias decrecientes hasta cero y luego crecientes), así como aumento de amplitud del armónico de devanado de orden 3 (WH3) debido al desequilibrio en la tensión de alimentación.

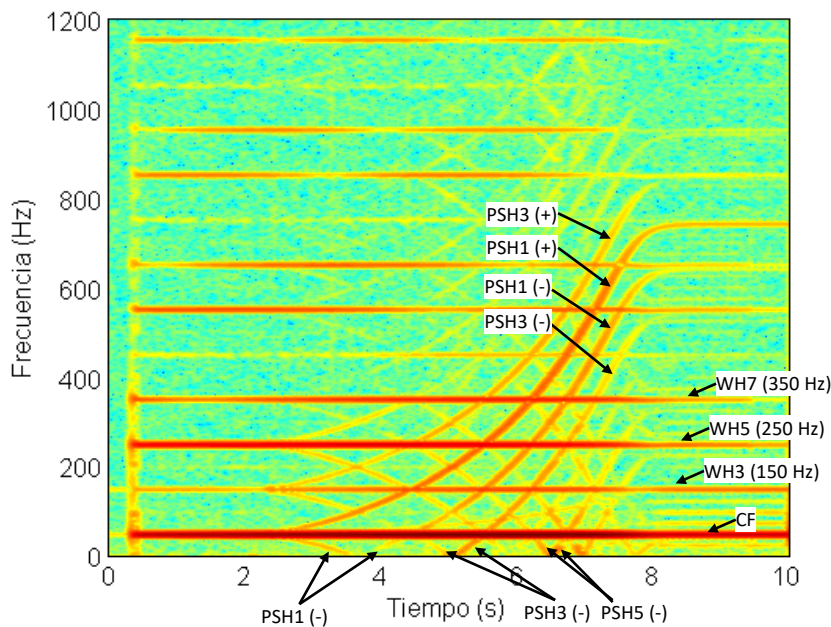


Fig. 85. Análisis tiempo-frecuencia de la corriente de arranque para el caso del motor de 1,1 kW en estado sano y arrancado mediante arrancador estático (opción de rampa de tensión).

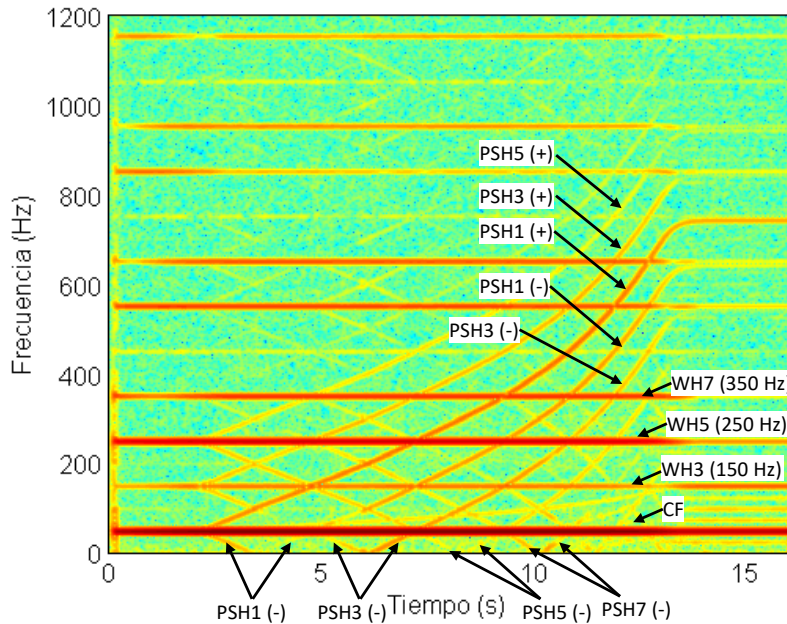


Fig. 86. Análisis tiempo-frecuencia de la corriente de arranque para el caso del motor de 1,1 kW en estado sano y arrancado mediante arrancador estático (opción de rampa de tensión + opción de limitación de corriente).

Finalmente, se procedió a estudiar de forma preliminar la influencia que los armónicos amplificadas por el arrancador ejercen sobre el diagnóstico de posibles fallos en el rotor. A tal fin, se reemplazó el rotor sano del motor ensayado por otro rotor con dos barras rotas. El motor se arrancó de nuevo mediante el mismo arrancador, habilitando únicamente la opción de rampa de tensión (opción de limitación de corriente deshabilitada), de forma similar a como se hizo en el ensayo de la Figura 85. La Figura 87 muestra el análisis tiempo-frecuencia de la señal de corriente de arranque capturada para este motor con dos barras rotas. En el mapa tiempo-frecuencia resultante se observa claramente la aparición de nuevas componentes que son amplificadas debido a la avería en el rotor: en concreto, son nítidamente visibles las evoluciones de las dos componentes principales asociadas a fallos en el rotor: por un lado, se observa la evolución del armónico lateral inferior (LSH), con el patrón en forma de V anteriormente descrito y, por otro lado, la del armónico lateral superior (USH), cuya frecuencia decrece desde 150 Hz hasta 50 Hz durante el arranque. Las evoluciones de otros armónicos de fallo son también observables (por ejemplo, la de la componente  $f(3-2 \cdot s)$ ). Puede concluirse que, pesar de que el arrancador amplifica varios armónicos (los mencionados WH5 y WH7, así como la familia indirecta, ya comentados en las Figuras 85 y 86), las evoluciones de las componentes de fallo son claramente identificables. Por ello, estos análisis preliminares parecen concluir que, a pesar de la influencia del arrancador (especialmente, en la detección del patrón en V del armónico LSH, cuya evolución se concentra en la zona de bajas frecuencias), el análisis avanzado de la corriente de arranque continua haciendo posible la detección de las componentes de fallo y, por ende, el diagnóstico fiable de la avería.

En sucesivos capítulos se ahonda en la sensibilidad del método de diagnóstico, estudiando diferentes topologías y modelos de arrancador.

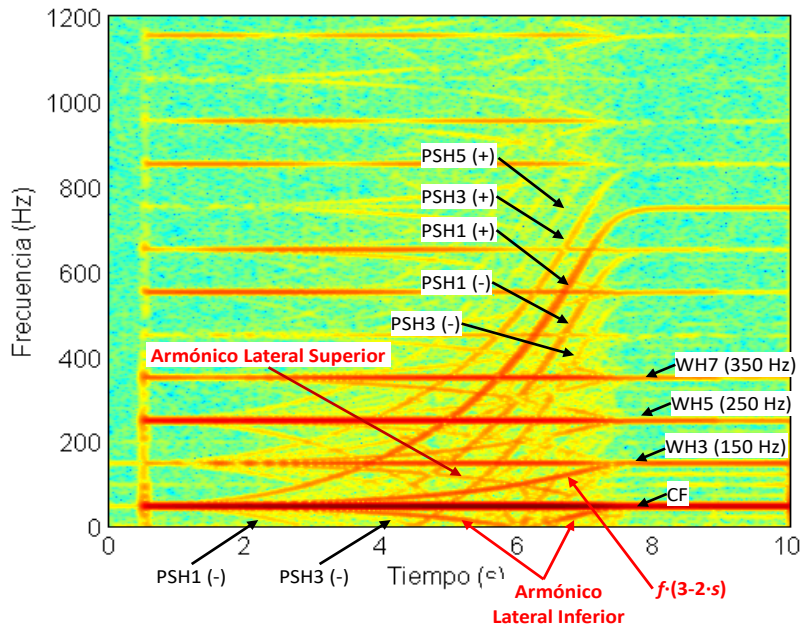


Fig. 87. Análisis tiempo-frecuencia de la corriente de arranque para el caso del motor de 1,1 kW con dos barras rotóricas rotas y arrancado mediante arrancador estático (opción de rampa de tensión).

# **CAPÍTULO 4. METODOLOGÍA PARA LA DETERMINACIÓN DE LA CONDICIÓN DEL ROTOR**

## **4.1. INTRODUCCIÓN**

En el presente capítulo se pretende explicar la metodología empleada para la determinación de la condición del rotor en motores arrancados mediante arrancador estático. El método empleado se basa, en primer lugar, en registrar la señal de corriente de arranque del motor cuando éste es arrancado mediante el arrancador. Posteriormente, esta señal se analiza mediante una herramienta tiempo-frecuencia discreta, la Transformada Wavelet Discreta (DWT). Como ya se apuntó, las transformadas discretas proporcionan una serie de ventajas interesantes a efectos de diagnóstico como son su simplicidad, reducido coste computacional y facilidad de introducción de indicadores de severidad de fallo, entre otras. Una vez analizada la señal, se procede a computar un indicador de severidad de fallo basado en la misma, que es propuesto en la presente tesis.

El capítulo ahonda, por un lado, en las bases matemáticas de la DWT, así como en la explicación de sus parámetros básicos. Por otro lado, también se enfatiza su aplicación práctica al problema considerado, que requiere una interpretación concreta del algoritmo en el que se basa, la cual no siempre ha resultado trivial para muchos investigadores. A este respecto, se dan las directrices básicas para que un usuario no experto pudiera hacer uso de la misma para determinar la condición del rotor de motores arrancados mediante arrancador. Así, se ofrece recomendaciones prácticas sobre el número de niveles a considerar en la descomposición DWT, la frecuencia de muestreo deseada o la familia wavelet utilizada.

Cabe remarcar que la presente tesis podría haberse centrado en otro tipo de transformadas, como las Continuas (STFT, WVD, CWT, HHT, etc...), que ofrecen ciertas ventajas de visualización de componentes, a expensas de mayor tiempo de computación y otras desventajas que ya se comentaron. Sin embargo, se ha primado el desarrollo de una herramienta sencilla que fuera de fácil aplicación por parte de ingenieros de mantenimiento a nivel industrial y que se pudiera aplicar desde un paquete de software que fuera fácilmente disponible como Matlab.

## 4.2. LA TRANSFORMADA WAVELET DISCRETA (DWT)

### 4.2.1. ANÁLISIS CLÁSICO; LA TRANSFORMADA DE FOURIER

Para la realización del análisis del transitorio de la corriente de arranque se precisan herramientas matemáticas que representen la evolución tiempo-frecuencia de la corriente capturada en el estator, como ya se ha comentado. Sin embargo, de cara a una mejor comprensión de las diferencias respecto al análisis clásico de corrientes en régimen permanente (MCSA), es importante repasar brevemente el funcionamiento de la herramienta matemática en la que se basa el análisis MCSA, esto es, la transformada de Fourier.

Dada una señal  $f(t)$  en el dominio del tiempo, entonces la transformada de Fourier de  $f(t)$  se define según la expresión (21):

$$F(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t)e^{-i\omega t} dt \quad (21)$$

donde  $\omega$  es una variable de frecuencia dada en radianes por muestra (rad/S).  $F(\omega)$  es la representación de  $f(t)$  en el dominio de la frecuencia.  $F(\omega)$  es una función compleja que es periódica en  $\omega$ , con periodo  $2\pi$  [MATLAB 2013].

La expresión anterior se puede dividir en una parte real del coseno de la frecuencia  $\omega$  y una imaginaria del seno de la frecuencia  $\omega$ . En resumen, esta transformada se basa en multiplicar la señal original por una función compleja de senos y cosenos de  $\omega$ . A continuación, se efectúa la suma infinita de todos los puntos de este producto, la cual puede dar entre otros los siguientes resultados: un valor elevado (en cuyo caso la señal  $f(t)$  tiene una componente espectral dominante en la frecuencia  $\omega$ ) o un valor de cero (entonces la señal  $f(t)$  no tiene contenido alguno en la frecuencia  $\omega$  [POLIKAR 2006].

Por otra parte, la transformada discreta de Fourier (DFT), es una transformada discreta cuyas variables de entrada y de salida son variables discretas, lo que la hace adecuada para su tratamiento informático [MATLAB 2013].

Para ilustrar el funcionamiento de la transformada de Fourier, se va a proceder a analizar la siguiente señal  $x(t)$ , definida por (22), la cual es superposición de 4 funciones cosenoidales de frecuencias respectivas 5 Hz, 15 Hz, 30 Hz y 50 Hz. Esta señal se representa gráficamente en la Figura 88.

$$x(t) = \cos(2\pi*5*t) + \cos(2\pi*15*t) + \cos(2\pi*30*t) + \cos(2\pi*50*t) \quad (22)$$

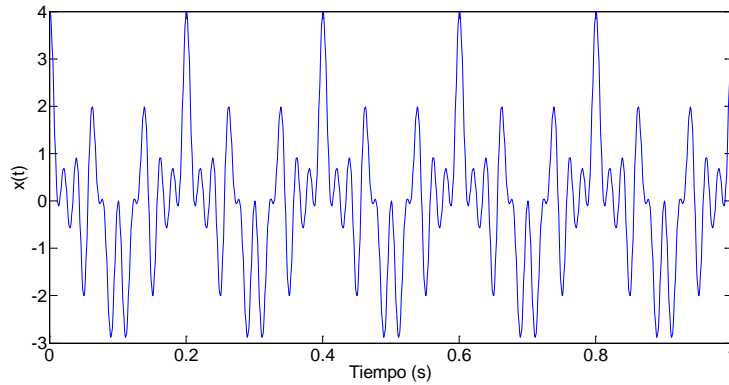


Fig.88. Representación gráfica de la señal  $x(t)$  definida por (22)

La transformada de Fourier de la señal  $x(t)$  se representa en la Figura 89. Se pueden observar los picos a las cuatro frecuencias comentadas.

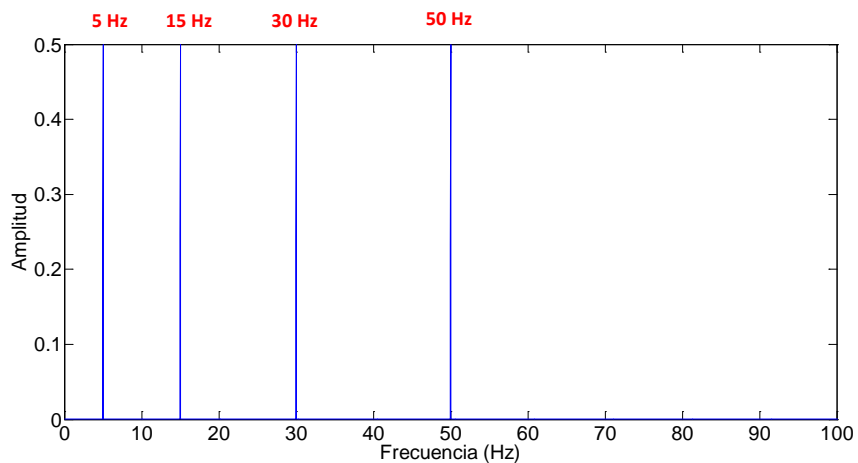


Fig.89. Transformada de Fourier de la señal  $x(t)$  dada por (22)

A continuación se va a analizar otra señal  $y(t)$  formada por las cuatro componentes cosenoidales a las frecuencias de 5 Hz, 15 Hz, 30 Hz y 50 Hz. Sin embargo, en esta señal, las citadas componentes están concatenadas, en lugar de superpuestas, tal y como se representa en la Figura 90.

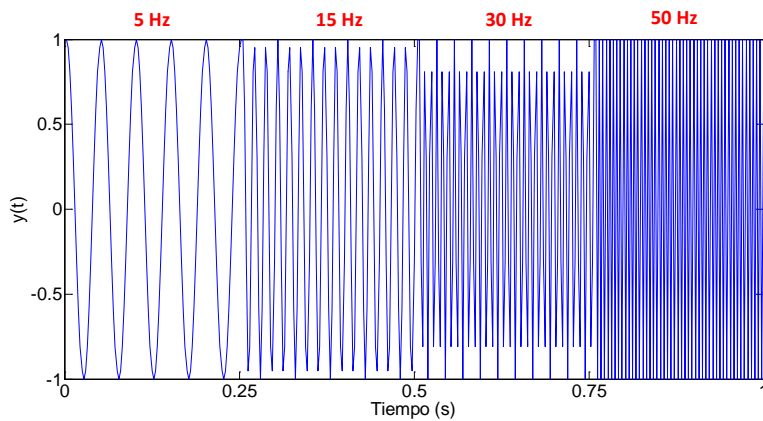


Fig. 90. Representación gráfica de la señal  $y(t)$

La Figura 91 muestra el análisis de Fourier de la señal  $y(t)$ . Se observa la presencia de cuatro componentes a las frecuencias citadas. Obsérvese la similitud entre los espectros de las Figuras 89 y 91, aun siendo las señales analizadas muy diferentes. Este ejemplo es ilustrativo de una de las limitaciones de la transformada de Fourier: esta transformada permite extraer las componentes frecuenciales presentes en una señal, pero no indica cuando éstas están presentes. En otras palabras, la transformada de Fourier implica la pérdida de la información temporal, ya que solamente permite extraer el contenido frecuencial de la señal analizada.

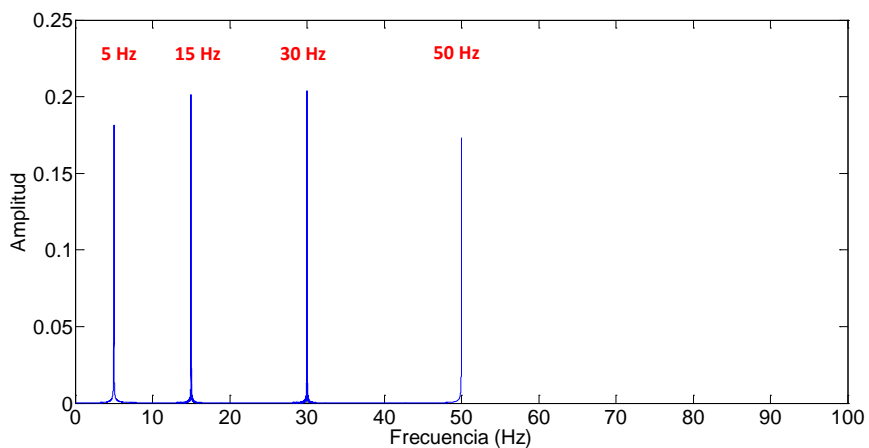


Fig.91. Transformada de Fourier de la señal  $y(t)$



#### 4.2.2. BASES DE LA TRANSFORMADA WAVELET DISCRETA (DWT)

Como se comentó en apartados anteriores, las herramientas tiempo-frecuencia (como las basadas en transformadas wavelet) extraen el contenido frecuencial de la señal para cada instante del tiempo, esto es, permiten una representación de la señal en tiempo y frecuencia. En esto se diferencian claramente respecto a la transformada de Fourier que, como se ha visto, supone una pérdida de información temporal.

Las transformadas wavelet supusieron un paso adelante en comparación con la transformada Short Time Fourier Transform (STFT), la cual se puede considerar como una de las primeras herramientas tiempo frecuencia que se introdujeron.

Intuitivamente, la STFT supone aplicar la transformada de Fourier en diferentes segmentos (ventanas) de la señal analizada, que están localizados temporalmente. Uno de los problemas más importantes de esta transformada es la elección de la longitud de la ventana idónea: si se elige una ventana demasiado ancha, se pierde resolución temporal, con lo que es posible detectar más frecuencias, pero se dificulta su localización en el tiempo. Por contra, ventanas estrechas permiten mejorar la localización temporal, pero pueden imposibilitar la detección de ciertas componentes frecuenciales. Por tanto, el tamaño de ventana elegida para la STFT determina la resolución en tiempo y frecuencia. En la STFT, elegida una ventana, la resolución tiempo-frecuencia se mantiene uniforme para todo el dominio tiempo frecuencia, a diferencia de lo que ocurre con otras herramientas tiempo-frecuencia, como las transformadas wavelet.

Las transformadas wavelet proporcionan una resolución variable en el plano tiempo-frecuencia que equivaldría a un tamaño de ventana variable dependiendo de la región del plano considerada; por un lado, a altas frecuencias se obtiene una mejor resolución en tiempo, es decir, las componentes pueden ser localizadas en el tiempo de forma precisa, si bien la resolución frecuencial empeora. Por otro lado, a bajas frecuencias se obtiene una mejor resolución en frecuencia, esto es, las amplitudes de estas componentes pueden ser detectadas con más precisión, si bien resulta más complicado localizarlas temporalmente (peor resolución temporal).

La versión más simple de las transformadas wavelet es la Transformada Wavelet Discreta (Discrete Wavelet Transform, DWT). Cuando se aplica la DWT a una determinada señal muestreada  $s(t)$ , se obtienen una serie de señales, denominadas *señales wavelet: señal de aproximación* a un cierto nivel  $n$  ( $a_n$ ) y las *señales de detalle* en niveles del 1 al  $n$  ( $d_j$ ), siendo  $n$  el nivel de la descomposición. Esta descomposición viene dada por la expresión (23) [MALLAT 1999], [BURRUS 1998]:

$$s(t) = \sum_i \alpha_i^n \cdot \varphi_i^n(t) + \sum_{j=1}^n \sum_i \beta_i^j \cdot \psi_i^j(t) = a_n + d_n + \dots + d_1 \quad (23)$$



En la expresión (23),  $\alpha_i^n$  son los coeficientes asociados a la función *scaling*,  $\beta_i^j$  son los coeficientes asociados a la función *wavelet*,  $\varphi^n(t)$  es la función *scaling* al nivel de descomposición  $n$  y  $\psi^j(t)$  es la función *wavelet* al nivel  $j$ .

El término  $\sum_i \alpha_i^n \cdot \varphi_i^n(t)$  es la señal de aproximación  $a_n$  a nivel  $n$ ,

mientras que  $\sum_{j=1}^n \sum_i \beta_i^j \cdot \psi_i^j(t)$  son las señales de detalle  $d_j$  a nivel  $j$  [BURRUS 1998].

La idea que subyace a la descomposición DWT es simple y ha sido recogida en trabajos previos [ANTONINO 7 2006]: cada señal wavelet (aproximación o detalle) está asociada a una determinada banda de frecuencias. Los límites de cada banda están bien definidos por el algoritmo de Mallat (*subband coding algorithm* [MALLAT 1999]) y dependen del nivel de la señal en cuestión y de la frecuencia de muestreo ( $f_s$ ) utilizada para capturar la señal analizada  $s(t)$ . En la Figura 92 [ANTONINO 22 2015] se especifican las expresiones utilizadas para calcular las bandas de frecuencia asociadas a cada señal wavelet.

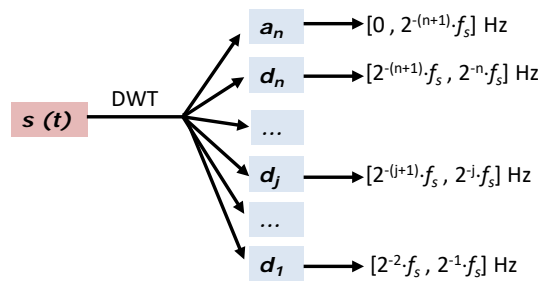


Fig.92. Descomposición DWT en señal wavelet y bandas de frecuencia asociadas. [ANTONINO 22 2015]

A título de ejemplo, si la frecuencia de muestreo utilizada para capturar  $s(t)$  es  $f_s=5000$  muestras /segundo y se realiza la descomposición DWT en ocho niveles ( $n=8$ ), las bandas de frecuencia resultantes son las especificadas en la Tabla XI [ANTONINO 22 2015].

Tabla XI. Bandas de frecuencia asociadas a las señales wavelet para el caso de una descomposición DWT, con  $f_s=5$  kHz y  $n=8$

Señal wavelet	Banda de frecuencias
$a_8$	[0-9'2] Hz
$d_8$	[9'2-19'5] Hz
$d_7$	[19'5-39] Hz
$d_6$	[39-78'1] Hz
$d_5$	[78'1-156'2] Hz
$d_4$	[156'2-312'5] Hz
$d_3$	[312'5-625] Hz
$d_2$	[625-1250] Hz
$d_1$	[1250-2500] Hz

La idea intuitiva subyacente a la DWT es simple: cada señal wavelet actúa como un filtro pasa-banda, extrayendo la evolución temporal de las componentes frecuenciales que están incluidas en la banda de frecuencias asociada a dicha señal wavelet [ANTONINO IAS 2006]. Por ejemplo, en el caso previo, la señal wavelet  $d_6$  (señal de detalle al nivel 6) reflejará la evolución temporal de todo armónico de la señal original cuya frecuencia caiga en la banda  $[39-78,1]$  Hz. Por ejemplo, si la señal analizada  $s(t)$  consiste en una señal sinusoidal pura a 50 Hz, la evolución completa de tal señal estará reflejada en la citada señal wavelet  $d_6$ .

#### 4.2.2.1. Ejemplos de aplicación.

Se incluyen en esta sección algunos ejemplos que ilustran la operación de la DWT [ANTONINO 22 2015] y que servirán al lector para adquirir una idea clara de la operación de esta transformada.

##### Ejemplo 1: Análisis DWT de una señal sinusoidal pura

La Figura 93 muestra la DWT de una señal sinusoidal pura de 50 Hz (cuya forma de onda viene dibujada en color rojo en la parte superior). Obsérvese como, de acuerdo con el proceso de filtrado llevado a cabo por la DWT, la citada señal es reproducida exactamente por la señal wavelet  $d_7$ , ya que esta señal de detalle abarca la banda de frecuencias en la que evoluciona la señal analizada. En efecto, la señal  $d_7$  abarca la banda  $[39-78,1]$ Hz, conteniendo pues la única frecuencia (50 Hz) de la señal analizada. Las otras señales wavelet son aproximadamente nulas, ya que no existen otras componentes frecuenciales en la señal analizada.

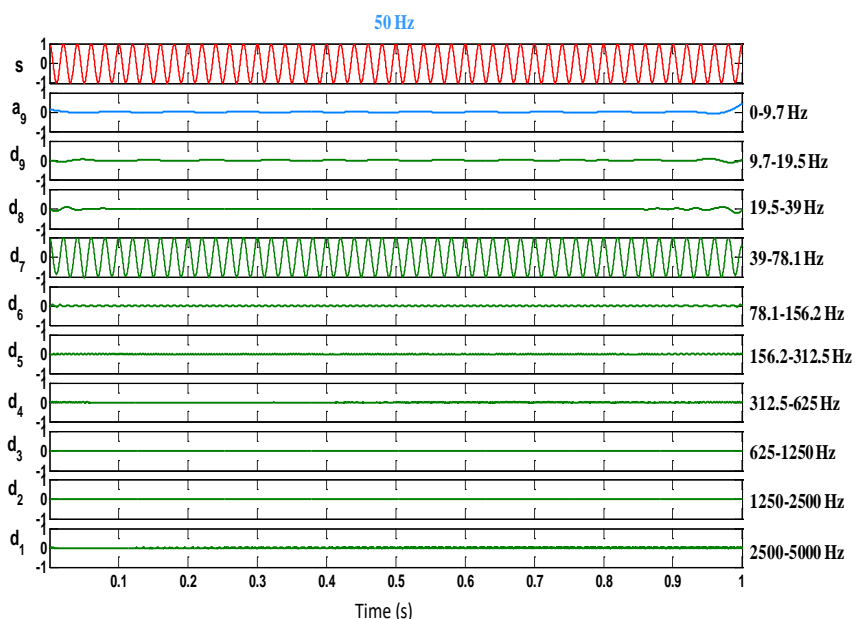


Fig. 93 Ejemplo 1: DWT de una señal sinusoidal pura [ANTONINO 22 2015]

Ejemplo 2: Análisis DWT de una superposición de señales sinusoidales

La Figura 94 muestra la DWT de una señal  $s$  (cuya forma de onda viene dibujada en color rojo en la parte superior) que se ha construido mediante la adición de cuatro señales sinusoidales de frecuencias 5 Hz, 15 Hz, 30 Hz y 50 Hz. El resultado es una señal estacionaria en la que las cuatro presencias están presentes para todo instante de tiempo. El proceso de filtrado llevado a cabo por la DWT permite extraer cada componente frecuencial en una señal wavelet diferente, de acuerdo con los valores de sus bandas de frecuencia asociadas. Así, obsérvese que la componente de 5 Hz está contenida en la señal  $a_9$ , la componente de 15 Hz en  $d_9$ , la componente de 30 Hz en  $d_8$  y la componente de 50 Hz en  $d_7$ . El resto de señales son prácticamente nulas, ya que en la señal analizada no existen componentes frecuenciales contenidas en las bandas asociadas a esas señales wavelet.

Éste es un ejemplo ilustrativo del proceso de filtrado inherente a la DWT. También prueba la habilidad de esta transformada para separar las diferentes componentes frecuenciales presentes en una señal, siempre que estas caigan en distintas bandas de frecuencia asociadas a las señales wavelet.

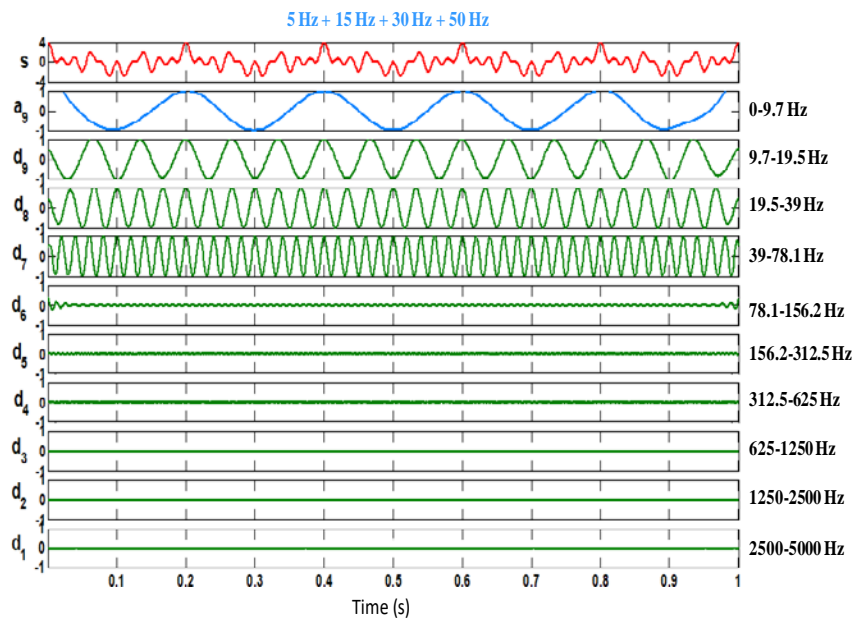


Fig. 94. Ejemplo 2: DWT de una señal formada por la superposición de cuatro señales sinusoidales de frecuencias 5 Hz, 15 Hz, 30 Hz y 50 Hz [ANTONINO 22 2015]

### Ejemplo 3: Análisis DWT de una concatenación de señales sinusoidales

La Figura 95 muestra la DWT de una señal  $s$  (cuya forma de onda viene dibujada en color rojo) la cual se ha construido mediante la concatenación de cuatro señales sinusoidales de frecuencias 5 Hz, 15 Hz, 30 Hz y 50 Hz. El resultado es una señal no estacionaria, en la que cada componente frecuencial está presente solamente durante cierto intervalo de tiempo. La DWT implica que cada componente venga reflejada en la señal wavelet que cubre la banda de frecuencias en la que dicha componente está incluida. Así, obsérvese que la componente de 5 Hz está contenida en la señal  $a_9$ , la componente de 15 Hz en  $d_9$ , la componente de 30 Hz en  $d_8$  y la componente de 50 Hz en  $d_7$ . El resto de señales son prácticamente nulas, ya que en la señal analizada no existen componentes frecuenciales contenidas en las bandas asociadas a esas señales wavelet.

Además, las señales wavelet permiten identificar cuando cada componente empieza y acaba en la señal analizada. Así, la señal  $a_9$  muestra que la componente de 5 Hz está presente durante los 0.25 segundos iniciales,  $d_9$  muestra que la componente de 15 Hz está presente entre 0.25 y 0.5 segundos,  $d_8$  informa de que la componente de 30 Hz está presente entre 0.5 y 0.75 segundos y, finalmente,  $d_7$  indica que la componente de 50 Hz está presente entre 0.75 segundos y 1 segundo.

Este ejemplo ilustra una de las ventajas más importantes de la DWT frente a la FFT; mientras que en la FFT la información temporal se pierde y dos señales de naturaleza muy diferente (como las analizadas en los ejemplos 2 y 3) podrían tener espectros de Fourier muy similares, la DWT preserva la información temporal, permitiendo identificar las componentes frecuenciales presentes y cuando éstas se dan.

Por tanto, la DWT permite una representación tridimensional de la señal analizada: frecuencia (ya que cada señal wavelet cubre una banda de frecuencias), tiempo (ya que cada señal wavelet viene representada frente al tiempo) y amplitud (la amplitud de la señal wavelet informa de la amplitud en la señal analizada de las componentes filtradas por ella).

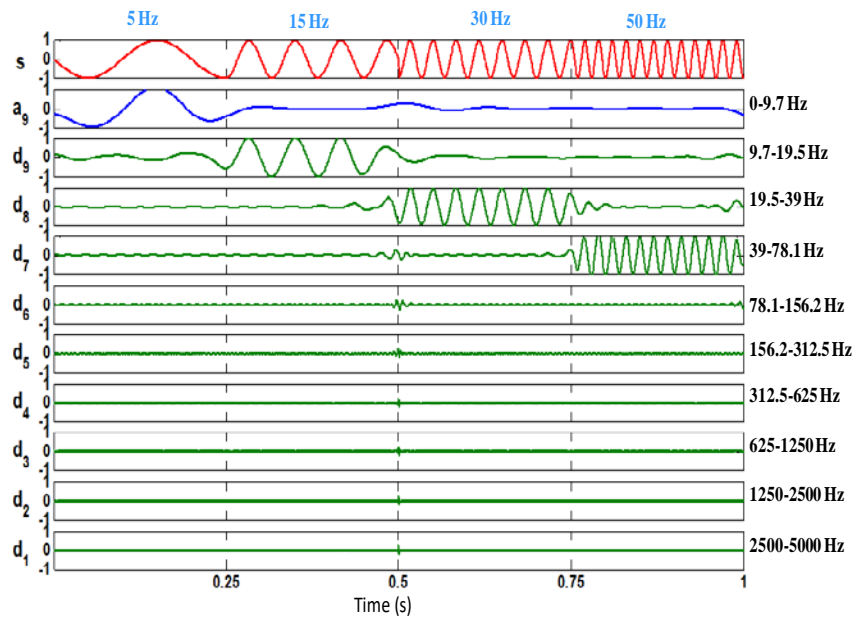


Fig. 95. Ejemplo 2: DWT de una señal formada por la concatenación de cuatro señales sinusoidales de frecuencias 5 Hz, 15 Hz, 30 Hz y 50 Hz [ANTONINO 22 2015]

#### **4.2.2.2. Parámetros básicos para la aplicación de la DWT**

Dos parámetros básicos para la aplicación de la DWT son el *número de niveles de la descomposición* ( $n$ ) y la *familia wavelet* utilizada como base para la descomposición DWT.

##### *Número de niveles de la descomposición*

El número de niveles de la descomposición ( $n$ ) es seleccionado por el usuario. Según el número de niveles seleccionado, la DWT descompondrá la señal analizada en un número mayor o menor de señales wavelet. Al final, esto afecta al grado en que se descompondrán las bajas frecuencias en diferentes sub-bandas. Así, si  $n=8$  la DWT descompondrá la señal en 8 señales de detalle ( $d_1$  hasta  $d_8$ ) y una aproximación ( $a_8$ ). Suponiendo que la frecuencia de muestreo sea de 5 kHz, la señal de detalle  $d_8$  cubriría la banda [19.5-39] Hz, mientras que la señal de aproximación  $a_8$  cubriría [0-19.5] Hz. Por el contrario, si  $n=9$ , se obtendrían 9 señales de detalle ( $d_1$  hasta  $d_9$ ) y una aproximación ( $a_9$ ); de detalle  $d_9$  cubriría la banda [9.7-19.5] Hz, mientras que la señal de aproximación  $a_9$  cubriría [0-9.7] Hz. Por tanto, con  $n=9$  se obtiene una descomposición más refinada de las bajas frecuencias (la banda [0-19.5] Hz es cubierta mediante dos señales wavelet en lugar de una).

##### *Familias wavelet*

La descomposición DWT se puede realizar utilizando diferentes familias wavelet. Cada familia tiene diferentes propiedades matemáticas que han sido estudiadas con detalle durante años. De cara al proceso de filtrado llevado a cabo por esta transformada, la familia wavelet adoptada influye principalmente en la naturaleza más o menos ideal de los filtros asociados a las señales wavelet [ANTONINO 23 2006]. Se ha demostrado que hay familias que permiten un filtrado más ideal, como Daubechies de orden alto o Dmeyer, mientras que con otras el filtrado es menos ideal, haciendo que puedan aparecer problemas de filtrado indeseado de componentes en bandas de señales adyacentes o incluso de aliasing [ANTONINO 23 2006].

Se comentan a continuación algunas propiedades matemáticas asociadas a las familias que son de interés de cara a justificar la selección de la familia ideal para aplicar la metodología propuesta.

Una de las características más importantes que distingue a las funciones wavelet es la *suavidad*, es decir, cómo de diferenciables son; esta característica queda definida a su vez por la *regularidad* de la función wavelet madre, es decir, los puntos en los que la función es derivable. Asumiendo que la forma de la wavelet madre debería ser compatible con las principales características de la señal a analizar, si esta es suave entonces la wavelet madre debería ser suave también.

Existe una propiedad importante directamente relacionada con la *regularidad*; el número de momentos nulos. Dicho número, que se denota por  $N$ , es el número entero no negativo  $n$  más grande tal que:

$$\int_{-\infty}^{\infty} t^n \psi(t) dt = 0 \quad (24)$$

Es decir, el orden de los polinomios locales que son ortogonales a la wavelet madre  $\psi(t)$ . En nuestro caso, la DWT es una transformada discreta, de modo que los momentos se expresan como suma de las  $n$  potencias de enteros consecutivos multiplicados por los correspondientes coeficientes wavelet.

### **Familia Daubechies**

Las restricciones impuestas en wavelets ortogonales implican que si una wavelet tiene  $n$  momentos nulos, entonces su soporte tiene un tamaño de al menos  $2n-1$ .

Esto quiere decir que si por ejemplo una señal  $f$  tiene pocas singularidades (estando estas aisladas entre sí), y es muy regular entre singularidades, se debe escoger una wavelet con muchos momentos nulos, la cual tendrá un gran número de coeficientes wavelet pequeños.

Por ejemplo, en el caso de la familia *Daubechies* de orden 3 (*db3*), sus wavelets producen una buena compatibilidad (en general), de esta familia con señales muestreadas a partir de señales continuas 2 veces diferenciables.

Sin embargo, si lo que se pretendiera fuera localizar los puntos donde la pendiente de la señal cambia más bruscamente (donde hay “picos”), entonces *db2* consigue ese objetivo de forma más eficiente que *db3*.

Si una señal es cuadrática en el soporte de una wavelet *db3*, al multiplicarla escalarmente por ella nos saldrá 0, es decir, la correspondiente fluctuación es nula. Si la señal es “aproximadamente” cuadrática a lo largo del soporte de la wavelet, entonces la fluctuación asociada es “pequeña”.

Y si una señal es lineal en el soporte de una wavelet *db2*, al multiplicarla escalarmente por ella nos saldrá 0, es decir, la correspondiente fluctuación es nula. Si la señal es “aproximadamente” lineal a lo largo del soporte de la wavelet, entonces la fluctuación asociada es “pequeña” [CORRAL-HERNANDEZ 3 2015].

Las wavelets *Daubechies* son óptimas en el sentido de que poseen un tamaño mínimo de soporte para un número dado de momentos nulos  $n$ . Debido a que las wavelets tienen un soporte compacto (su función ventana es estrecha), se calculan mediante filtros espejo conjugados de impulso finito. Un filtro espejo conjugado real  $h$  tiene al menos  $2n$  coeficientes no nulos. Este filtro es de fase compleja lineal y antisimétrico con respecto al centro de su soporte, lo cual da como resultado que las wavelets *Daubechies* sean muy asimétricas [MALLAT 1999].

En la Figura 96 se recogen las representaciones gráficas de las funciones *scaling* y *wavelet* de la familia *Daubechies* de orden 20 en las que se puede apreciar su asimetría:

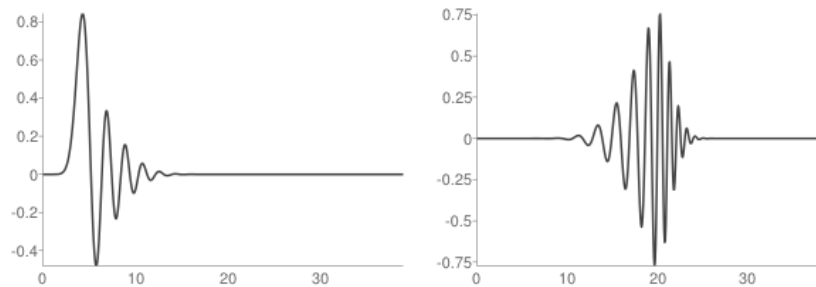


Fig.96. Daubechies de orden 20: funciones *Scaling* y *Wavelet*

En referencia a los análisis de las señales experimentales llevados a cabo a lo largo de la Tesis, para órdenes de la familia *Daubechies* superiores a 40, los resultados obtenidos fueron bastante similares.

La razón es que las respuestas en frecuencia son bastante similares una vez que el número de orden traspasa cierto valor en esta familia.

Este hecho se confirma en las gráficas descritas en la Figura 97 que muestran una gran similitud tanto en las funciones *scaling* como en las *wavelet madre* correspondientes a los órdenes 40 y 45 [CORRAL-HERNANDEZ 3 2015].



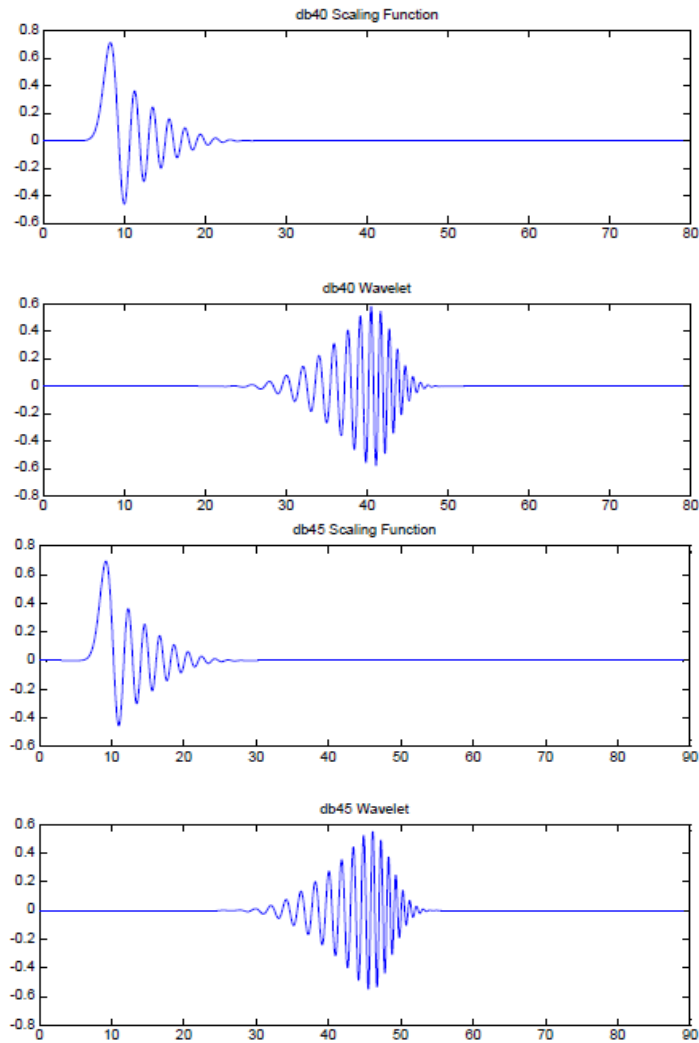


Fig.97. Comparación de las funciones Scaling y Wavelet Daubechies de los órdenes 40 (a) y 45 (b)

### Familia Symlet

Los filtros discretos de las wavelets *Daubechies* distan bastante de ser simétricos, haciendo que las funciones *wavelet* y *scaling* sean a su vez poco simétricas. La razón es que los filtros *Daubechies* seleccionan la raíz cuadrada de fase mínima tal que la energía se concentra en el punto inicial de su soporte.

Sin embargo, los filtros *Symlet* son de fase casi lineal al optimizar la elección de la raíz cuadrada. El resultado son wavelets más simétricas con los mismos momentos nulos [MALLAT 1999], [CORRAL-HERNANDEZ 3 2015]. Este hecho se observa en la Figura 98.

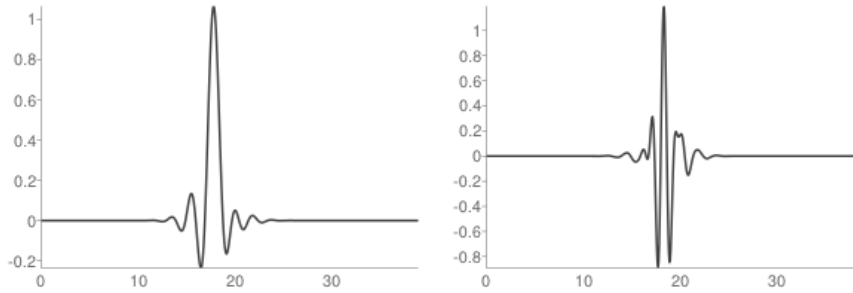


Fig.98. Funciones Scaling y Wavelet de la familia Symlet de orden 20

En cuanto a los resultados obtenidos en los análisis, la respuesta en frecuencia de los filtros asociados a la familia *Symlet* fue peor que en los dos casos anteriores [ANTONINO 23 2006]. Esta respuesta provoca que por ejemplo una parte de la componente de la frecuencia fundamental incluida en una señal de detalle sea filtrada en la señal wavelet adyacente, enmascarando parcialmente la evolución del armónico característico de fallo.

Por otro lado, si se utiliza una familia *Symlet* de alto orden, el tiempo computacional se incrementa considerablemente. Por ejemplo, mediante una *Symlet* con 30 momentos nulos supone más de 100 veces el coste computacional que con la *Daubechies* de orden 40, lo cual muestra el pobre comportamiento para el procesamiento de señales muestreadas a partir de señales con alto orden de diferenciabilidad, como es el caso concreto de las obtenidas en los experimentos llevados a cabo [CORRAL-HERNANDEZ 3 2015].

### Familia dmeyer

Se trata de la Wavelet empleada en la mayoría de los experimentos de esta Tesis.

Tanto las wavelet madre  $\psi$  como las scaling  $\phi$  están definidas en el dominio de la frecuencia. Su transformada de Fourier es suave y esto proporciona un decaimiento asintótico más rápido en el tiempo.

Las wavelets están construidas con filtros de espejo conjugados que son  $C^n$  derivables.

Así mismo, tanto las wavelet madre  $\psi$  como las scaling  $\phi$  son infinitamente diferenciables debido al hecho de que sus transformadas de Fourier tienen un soporte compacto. La función wavelet  $\psi(t)$  tiene un número infinito de momentos nulos.

La transformada Wavelet Meyer está generalmente implementada en el dominio de Fourier ya que su decaimiento numérico efectivo es relativamente lento [FERNANDEZ-CABANAS 1998].

Esto es, dada cualquier polinomial inversa  $r(t)$ , la desigualdad  $|\psi(t)| < Cr(t)$  se podría cumplir únicamente para valores de  $C$  muy grandes [MALLAT 1999], [CORRAL-HERNANDEZ 3 2015].

La versión discreta de la familia Meyer (Figura 99), *Dmeyer*, es una transformada ortogonal que se aproxima a una continua.

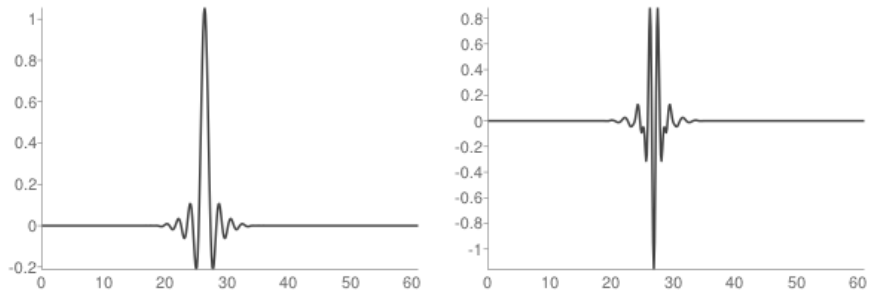


Fig.99. Meyer: funciones Scaling y Wavelet

A modo de resumen, en relación al comportamiento de las familias de wavelets introducidas en este epígrafe respecto a los ensayos experimentales y posteriores análisis realizados para la identificación de patrones y cuantificación de valores asociados con asimetrías en el rotor, se obtuvieron las siguientes conclusiones [CORRAL-HERNANDEZ 3 2015]:

- Tanto para la identificación de los patrones asociados al fallo, como para la cuantificación del mismo, la familia *Daubechies* de alto orden ( $\geq 40$ ) y la *DMeyer*, proporcionaron resultados fiables y con diferencias poco significativas en ambos casos. El principal motivo de estos resultados es el alto orden de diferenciabilidad de las señales capturadas.
- Sin embargo, los análisis realizados con la familia *Symlet* mostraron un comportamiento pobre tanto en los análisis cualitativos como cuantitativos, si tenemos en cuenta que para tener costes computacionales similares a los de las otras dos familias analizadas, el orden de la familia *Symlet* a utilizar es 20, lo cual implica la mitad de momentos nulos que los obtenidos con la *Daubechies40*, por ejemplo.

### 4.3. METODOLOGÍA PROPUESTA

#### 4.3.1. BREVE SÍNTESIS DE LAS BASES TEÓRICAS DEL MÉTODO PROPUESTO; EJEMPLO DEL ANÁLISIS DE UN MOTOR CON UNA BARRA ROTA

La idea básica del método propuesto en esta tesis para la determinación de la condición del rotor en motores arrancados mediante arrancador estático fue propuesta hace años, si bien en el contexto de la determinación del estado del rotor en motores de inducción en general [ANTONINO IAS 2006]. Esta metodología se basa en aplicar la DWT sobre la señal de corriente demandada por el motor durante el arranque mediante arrancador, la cual ha sido previamente capturada por el usuario con el correspondiente equipo.

El objetivo es visualizar, en las señales wavelet resultantes del análisis, las evoluciones transitorias de las componentes de avería. La presencia de estas evoluciones es una clara evidencia de la presencia de la avería.

Concretamente, el armónico lateral inferior asociado a la rotura de barras, en régimen permanente presenta una frecuencia definida, que viene dada por la expresión  $f_{Li}=f \cdot (1-2 \cdot s)$ . Cuando el motor es arrancado mediante arrancador suave, tal y como ya se comentó para el caso de arranque directo, el deslizamiento  $s$  empieza siendo igual a 1 (al principio de arranque, al ser la velocidad nula) y luego va disminuyendo progresivamente durante el arranque hasta alcanzar un valor cercano a 0 en régimen permanente (velocidad cercana a la de sincronismo). Esta variación característica del deslizamiento  $s$ , da lugar a una variación particular de la frecuencia del armónico lateral inferior  $f_{Li}$ , similar a la ya comentada con anterioridad para el caso de arranque directo: esta frecuencia, en valor absoluto, comenzará siendo igual a  $f$  (cuando la máquina se conecta,  $s=1$ ), disminuirá progresivamente hasta alcanzar un valor de 0 ( $s=1/2$ ) y aumentará progresivamente de nuevo hasta alcanzar un valor cercano a  $f$  (régimen permanente,  $s \approx 0$ ) [ANTONINO 7 2006], [RIERA-GUASP 1 2008]. El resultado es la evolución en forma de V del armónico lateral durante el arranque, que ya se comentó para arranque directo.

Esta evolución de la frecuencia  $f_{Li}$  durante el arranque se puede visualizar a través de la señales wavelet resultantes de la DWT de la corriente de arranque. En efecto, si se aplica la DWT sobre una señal de corriente de arranque capturada con una frecuencia de muestreo  $f_s=50$  Hz considerando un número de niveles de  $n=8$ , las bandas de frecuencia asociadas a las señales wavelet resultantes serán las indicadas en la Tabla XI. De acuerdo con esto, la frecuencia  $f_{Li}$  empezará evolucionando en la banda de la señal  $d_6$  cuando su frecuencia es igual a  $f$  (quedará enmascarada en esta señal por el armónico fundamental a 50 Hz, de mucha mayor amplitud) para luego ir penetrando sucesivamente en  $d_7$ ,  $d_8$  y  $a_8$  (a medida que la frecuencia  $f_{Li}$  disminuye hasta cero). Esto provoca la aparición de oscilaciones sucesivas en tales señales, que indican el paso del armónico lateral inferior por sus bandas de frecuencia asociadas en su camino hasta 0 Hz.

Posteriormente, tal y como se ha comentado, la frecuencia  $f_{Li}$  comienza aumentar de nuevo lo cual provocará de nuevo su penetración sucesiva en las señales  $d_8$ ,  $d_7$  y  $d_6$ , durante su viaje de vuelta hacia su frecuencia en régimen permanente (cercana a  $f$ ). Esto volverá a provocar oscilaciones en las citadas señales wavelet que aparecen de forma sucesiva en las mismas.

En conclusión, la evolución característica de  $f_{Li}$  durante el arranque suave da lugar a una serie de oscilaciones en las señales wavelet, las cuales se ordenan según un patrón característico en forma de  $\Lambda$  (V invertida, ya que las señales wavelet están ordenadas de menor a mayor frecuencia en la representación convencional de la DWT) el cual es indicativo de la presencia de la avería. Esto queda ilustrado en la Figura 100, en la que se muestra la descomposición DWT de la corriente de arranque para un motor con una barra rota, el cual era arrancado mediante arrancador suave ( $n=8$ ,  $f_s=5\text{kHz}$ ). El patrón descrito en forma de  $\Lambda$  es claramente observable en las señales wavelet.

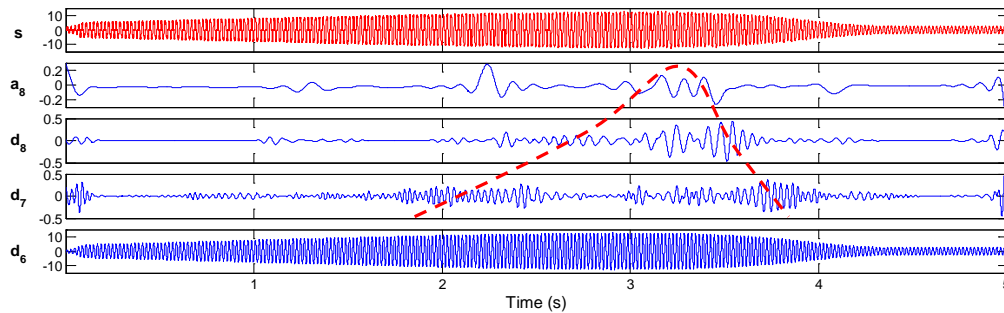


Fig.100. DWT de la corriente de arranque para un motor con una barra rota arrancado mediante arrancador estático

### 4.3.2. GUÍA PRÁCTICA PARA LA APLICACIÓN GENERAL DEL MÉTODO

Una vez descritas las bases del método propuesto, se procede en este apartado a explicar de forma didáctica las diferentes fases que hay que seguir para la aplicación práctica y genérica de la metodología propuesta, es decir, los pasos básicos y comunes para su aplicación independientemente del método de arranque empleado. En el epígrafe 4.4 se hace una breve introducción mediante análisis de señales reales a la problemática que surge al aplicar la metodología cuando el motor se arranca mediante arrancador estático, mientras que en los capítulos 6 y 7 se profundiza con el máximo detalle y rigor en dicha problemática. En la Figura 101 se muestra un esquema con los pasos que deben acometerse con el fin de aplicar la metodología basada en DWT, para el diagnóstico de asimetrías en el rotor en motores arrancados mediante arrancador estático. Estos pasos se detallan en las siguientes secciones.

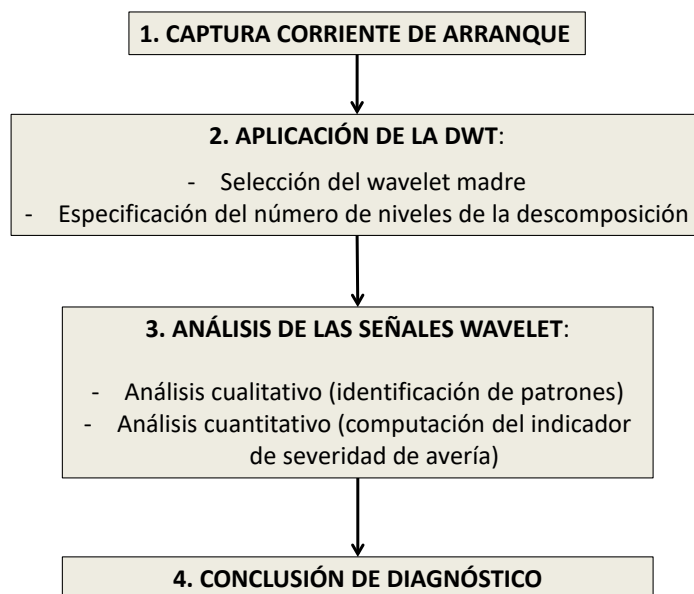


Fig. 101. Esquema con los pasos para la aplicación de la metodología DWT

#### 4.3.2.1. Captura de la corriente de arranque

El primer paso a realizar consiste en la captura de la señal de corriente de arranque, la cual se utilizará como base para el diagnóstico. Una de las ventajas de la metodología es su carácter no invasivo, ya que la medición de la corriente no requiere interferencia con la operación normal de la máquina. Además, como se apuntó con anterioridad, la medida de corriente se puede efectuar de forma remota, en el cuadro del motor en la subestación o en el Motor Control Center.

Además, se trata de una magnitud cuya medida resulta simple, siendo necesario un equipo sencillo (básicamente basado en un osciloscopio más pinzas amperimétricas para medida de la corriente).

Se debe considerar, al capturar la señal transitoria, que la frecuencia de muestreo  $f_s$  juega un papel importante, ya que determina los límites de las diferentes bandas de frecuencia asociados a las señales wavelet resultantes de la DWT.

Esta frecuencia de muestreo también determina la máxima frecuencia que es detectable en el análisis DWT, de acuerdo con el criterio de Nyquist. Según esté criterio, la componente frecuencial máxima detectable, para una frecuencia de muestreo  $f_s$  será  $f_s/2$ . Dado que la mayoría de fallos detectables mediante análisis de corrientes introducen componentes frecuenciales en la zona de bajas frecuencias, no se precisa de una frecuencia de muestro muy elevada para aplicar el método, bastando valores de unos 2-5 kHz.

Una importante consideración de carácter práctico es que, debido al filtrado no ideal llevado a cabo por la descomposición Wavelet, se recomienda no establecer los límites de la banda de la señal wavelet que contiene la frecuencia fundamental  $f$ , muy cerca de esta frecuencia, ya que, en caso contrario, podría filtrarse parcialmente esta componente (de gran amplitud) en la banda adyacente. A este respecto, frecuencias de muestreo que sean múltiplos diádicos de alrededor de 40 Hz, (por ejemplo, 5.000 muestras/s) son recomendadas para la aplicación del método.

#### **4.3.2.2. Aplicación de la DWT**

La DWT puede aplicarse mediante paquetes comerciales convencionales, como Matlab. Este paquete posee una “toolbox” específica (‘Matlab wavelet toolbox’) que permite la rápida aplicación de esta transformada. No obstante, el citado paquete dispone también de comandos específicos que permiten la programación de la aplicación de la DWT por parte del usuario. Se detallan a continuación los pasos necesarios para la aplicación de la transformada DWT:

##### **1- Selección de la wavelet Madre**

Un paso importante es la selección de la wavelet Madre para llevar a cabo el análisis. La wavelet madre seleccionada determina los coeficientes de los filtros utilizados en el proceso de filtrado inherente a la DWT.

Es recomendable realizar la DWT con un wavelet Madre de orden superior, esto es, una wavelet con un filtro asociado que posea un elevado número de coeficientes. Si se utiliza una wavelet de orden inferior, la respuesta en frecuencia empeora (esto es, el filtrado es ‘menos ideal’), y la superposición entre las bandas de frecuencias adyacentes aumenta. En la Figura 102 se describe gráficamente el proceso de filtrado en bandas de frecuencia que se lleva a cabo cuando se aplica la DWT a una determinada señal. En esta figura se puede observar como existe un cierto solapamiento entre las distintas bandas de frecuencia; el nivel de solapamiento depende principalmente del orden de la wavelet madre elegida para efectuar el análisis. Asimismo, se observa como los límites teóricos de cada banda dependen de  $f_s$  y del número de niveles de descomposición,  $n$ , tal y como se comentó anteriormente.

Wavelets madre como *Daubechies* de orden superior (Db40 en adelante) o wavelets como *dmeyer* se han mostrado muy válidos para la aplicación del método.

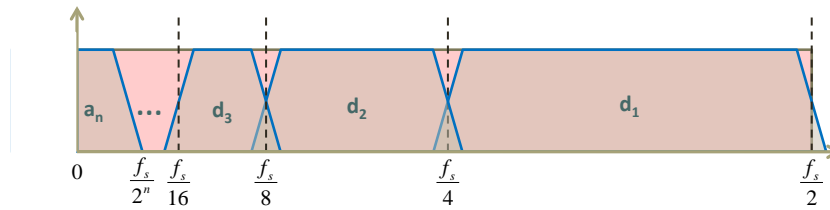


Fig.102. Proceso de filtrado realizado por la DWT

## 2- Especificación del Número de Niveles de Descomposición

Como se comentó previamente, el número de niveles de descomposición ( $n$ ) es otro de los parámetros seleccionables por el usuario para efectuar el análisis DWT. Ya se apuntó que el número de niveles determina el ‘grado de refinamiento’ a la hora de analizar la región de bajas frecuencias. Cuando mayor es  $n$ , en mayor número de sub-bandas se divide la región de bajas frecuencias.

Usualmente, para aplicar la metodología, se recomienda utilizar un número de niveles tal que la banda de frecuencias por debajo de la frecuencia fundamental (50 Hz) sea cubierta por tres señales wavelet. De esta manera, se considera que se puede visualizar correctamente el patrón de fallo en el rotor en forma de  $\Lambda$ , en caso de que exista.

En trabajos previos [ANTONINO 21 2006] se ofrece una fórmula que permite calcular de forma automática este número de niveles recomendado. Esta fórmula viene dada por (25), donde  $f_s$  es la frecuencia de muestreo y  $f$  la frecuencia fundamental. A título de ejemplo si  $f_s=5\text{kHz}$  y  $f=50\text{ Hz}$  la fórmula da los  $n=8$  niveles recomendados.

$$n > \text{integer} \left[ \frac{\log(f_s / f)}{\log(2)} \right] + 1 \quad (25)$$

### 4.3.2.3. Análisis de las señales wavelet

El siguiente paso de la metodología planteada consiste en el estudio de las señales Wavelet resultantes del análisis DWT. Este análisis tiene una doble vertiente: de un lado, la vertiente *cualitativa*, que está basada en la identificación de patrones de fallo en las señales wavelet resultantes del análisis DWT. Por otro lado, está la vertiente *cuantitativa*, que se centra en la computación del indicador de severidad de fallo, con el fin de determinar el grado de severidad de la avería en el rotor. Estas dos vertientes se comentan con más detalle a continuación:



## 1- Análisis Cualitativo

El objetivo del análisis cualitativo es detectar la presencia de patrones característicos causados por la evolución de las componentes de fallo dependientes del deslizamiento durante el transitorio, a través de las oscilaciones que aparecen en las señales de las wavelet resultantes de la DWT. Este paso se compone de tres fases:

1<sup>a</sup>- *Estudio de las evoluciones teóricas en el mapa tiempo-frecuencia de las componentes de fallo.* Esta fase consiste en determinar cómo evolucionarán teóricamente las frecuencias de las componentes de fallo, a medida que el deslizamiento varíe durante el arranque. Eso se hace en base a las fórmulas teóricas que caracterizan cada componente de fallo. A modo de ejemplo, y tal y como se ha comentado, el armónico lateral inferior evolucionará según el patrón en forma de V (o  $\Lambda$ , según la representación adoptada) antes descrito.

2<sup>a</sup>- *Determinación de las bandas de frecuencia a través de las cuales evolucionarán las componentes de fallo relacionadas.* Conociendo las bandas de frecuencia a través de las cuales evolucionan las componentes de fallo, se puede detectar la presencia de las citadas componentes, a través de las oscilaciones que aparecen en las señales wavelet que cubren esas bandas. A modo de ejemplo, si se considera la descomposición DWT dada por la Tabla XI, el armónico lateral inferior debería de evolucionar en las bandas de frecuencia cubiertas por las señales wavelet  $d_6$ ,  $d_7$ ,  $d_8$  y  $a_8$ , a medida que su frecuencia cae desde 50 Hz a 0 Hz y luego aumenta de nuevo hasta cerca de 50 Hz durante el arranque.

3<sup>a</sup>- *Determinación del tipo de fallo,* dependiendo del patrón característico que siguen las oscilaciones en las señales wavelet. En efecto, las oscilaciones en las señales wavelet se aparecen cuando la (-s) componente (-s) de fallo penetra (-n) en sus bandas asociadas. Por tanto se ordenarán de una u otra forma según la componente de fallo que esté presente. Como se ha comentado, en el caso de fallo en el rotor la componente principal de fallo (armónico lateral inferior) seguirá la trayectoria en forma de V (o  $\Lambda$ , según la representación adoptada) mencionada, dando lugar a oscilaciones en las señales wavelet que responderán al citado patrón, tal y como se mostró en la Figura 100.

Conviene recordar que el armónico lateral inferior no es la única componente de fallo que es introducida por la avería en el rotor, ya que este tipo de fallo introduce varias familias de armónicos, tal y como se comentó en capítulos previos. Cada una de las componentes de cada familia tendrá su correspondiente evolución. Por otro lado, como también se comentó, las evoluciones de las componentes de fallo coexisten con las de otros armónicos que están presentes aunque la máquina esté sana, como los PSH o los WH, tal y como se mostró en figuras como Figura 85 a la Figura 87.

## 2- Análisis Cuantitativo

Una vez que el estado de la máquina ha sido preliminarmente diagnosticado con el análisis cualitativo identificando los patrones característicos, se recomienda calcular los parámetros cuantificables definidos para el correspondiente fallo.

A pesar de que las alertas basadas en parámetros cuantitativos no son tan fiables como la identificación de un patrón característico, tienen la ventaja de ser mucho más fáciles de implementar. La idea es que el análisis cuantitativo complementa al cualitativo; una vez que se ha detectado la presencia de la avería a través de la identificación de patrones (*análisis cualitativo*), se computan indicadores de fallo para determinar la severidad de la avería (*análisis cuantitativo*).

El indicador de fallo que se propone para determinar la condición del rotor ( $\gamma_{D7}$ ) se basa en la energía de las señales wavelet resultantes de la DWT; si la severidad del fallo es mayor, las amplitudes de las oscilaciones provocadas por las componentes de fallo en las citadas señales wavelet serán mayores, y, por ende, las energías de estas señales wavelet por las que evolucionan las componentes de avería.

Si bien hay muchas posibilidades para definir el indicador de fallo (el indicador se puede definir en base a cualquiera de las señales wavelet resultantes de la DWT o en base a una combinación de ellas), una definición que se ha mostrado especialmente fiable y más sensible que otras alternativas es la que viene dada por la expresión (26). En esta expresión,  $N_s$  representa la muestra final del lóbulo de la señal  $d_7$  considerado, mientras que  $N_b$  es la muestra inicial

En esta definición, suponiendo una DWT en 8 niveles (que es la que se recomienda para una frecuencia de muestreo de  $f_s=5$  kHz), el indicador se basa en la energía de la señal wavelet  $d_7$ , que es aquella con un nivel inmediatamente superior a aquella que contiene la componente fundamental ( $d_8$  para este ejemplo). En concreto, el indicador no considera la energía de toda esa señal  $d_7$ , sino solamente la del segundo lóbulo de oscilaciones, que representan el paso del armónico lateral inferior durante su viaje de vuelta hasta casi 50 Hz después de caer hasta 0 Hz. Múltiples pruebas realizadas han demostrado que el uso de este intervalo resulta especialmente efectivo para determinar el grado de fallo, ya que se evita la interferencia de posibles efectos de borde sobre la energía de la señal, que tendría lugar si se considerara la citada señal wavelet completa.

Por otro lado, el uso de la señal wavelet  $d_7$  es preferido frente a otras alternativas como las señales  $d_8$  o  $a_8$ , ya que estas señales abarcan bandas de frecuencia más estrechas y, además, se ven afectadas por componentes de baja frecuencia introducidas por el transitorio electromagnético durante el arranque del motor [TSOUMAS 2017].

$$\gamma_{D7}(dB) = 10 \cdot \log \left[ \frac{\sum_{j=N_b}^{N_s} i_j^2}{\sum_{j=N_b}^{N_s} [d_7(j)]^2} \right] \quad (26)$$

Como se observa en base a la definición dada por la expresión (26), el indicador relaciona la energía de la señal wavelet  $d_7$  en el intervalo considerado (denominador del logaritmo) con la energía de la señal de corriente de arranque durante el mismo intervalo (numerador del logaritmo). Esto se hace para normalizar el indicador, haciéndolo independiente del tamaño del motor (tal y como se hace con el indicador clásico basado en la FFT). Por otro lado, el indicador se expresa en forma logarítmica, dando el resultado en dB. Se construye pues, de forma análoga, a como se define el indicador clásico basado en MCSA.

De acuerdo con la definición del indicador  $\gamma_{D7}$ , si el nivel de fallo en el rotor es mayor, la energía de  $d_7$  aumentará y, por tanto, el valor del indicador disminuirá. En caso contrario, el valor del indicador de fallo  $\gamma_{D7}$  aumentará. Pruebas realizadas en el pasado han mostrado que para motores de cierta potencia (por encima de unos 50 kW), valores del indicador  $\gamma_{D7}$  por debajo de 50 dB serían indicativos de fallo en el rotor. Para motores más pequeños, como los considerados en esta tesis, este umbral es menor.

La Figura 103 muestra de forma gráfica la computación del indicador:

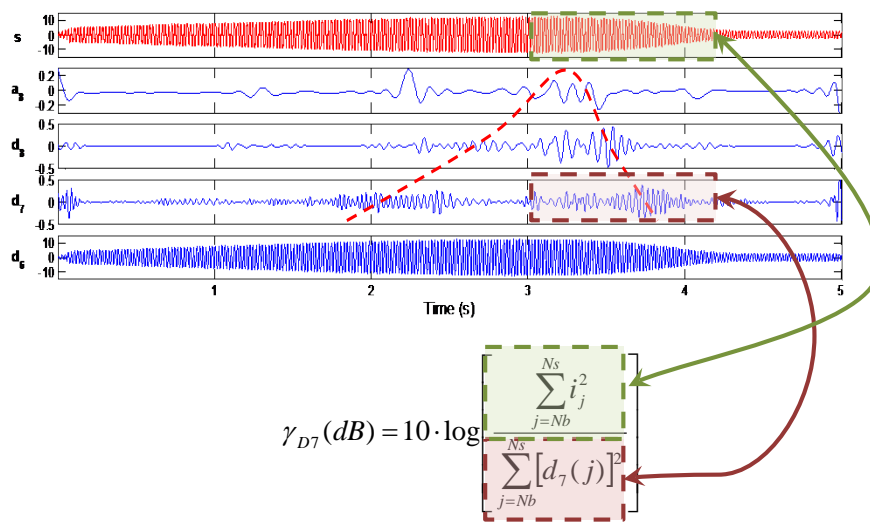


Fig.103. Gráfica ilustrativa de la computación del indicador de fallo

#### 4.4. EJEMPLOS DE APLICACIÓN; COMPARACIÓN DE DIAGNÓSTICOS EMPLEANDO DOS MODELOS DE ARRANCADOR ESTÁTICO

El ejemplo desarrollado en este apartado pretende servir a modo de demostración práctica de la aplicación de la técnica de análisis DWT expuesta en el presente capítulo. Los conceptos y resultados comentados se ampliarán en los capítulos dedicados a la presentación y discusión de la totalidad de experimentos realizados a lo largo de esta Tesis.

En primer lugar, en la Figura 104 se representa la señal de detalle  $d_7$ , la cual ha sido obtenida tras analizar mediante la DWT la corriente de arranque de una de las fases de un motor de inducción sano arrancado directamente desde la red eléctrica de suministro.

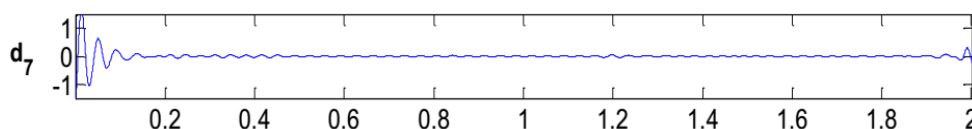


Fig. 104. Señal de detalle  $d_7$  para la corriente de arranque de un motor arrancado directamente de la red.

Como cabía esperar, al tratarse de un motor sano sin ninguna barra rota, no se aprecian las oscilaciones características provocadas por la evolución en frecuencia del armónico lateral inferior durante el arranque, como sí ocurría, por ejemplo, en el caso de la señal  $d_7$  de la Figura 31 (b) correspondiente a una máquina con barras rotas.

Por otro lado, en la Figura 105 (izquierda) se muestran las señales de detalle  $d_7$  obtenidas tras analizar las corrientes de las 3 fases de un motor de inducción sano arrancado mediante arrancador estático. Por otro lado, en la en la Figura 105 (derecha) se muestran las señales de detalle  $d_7$  correspondientes a un motor con 1 barra rota (de un total de 28 barras en el rotor) arrancado mediante arrancador. Ambos motores son arrancados utilizando dos arrancadores estáticos distintos: el arrancador modelo *Omron*, que controla las 3 fases, y el arrancador modelo *Schneider*, que controla solamente una.

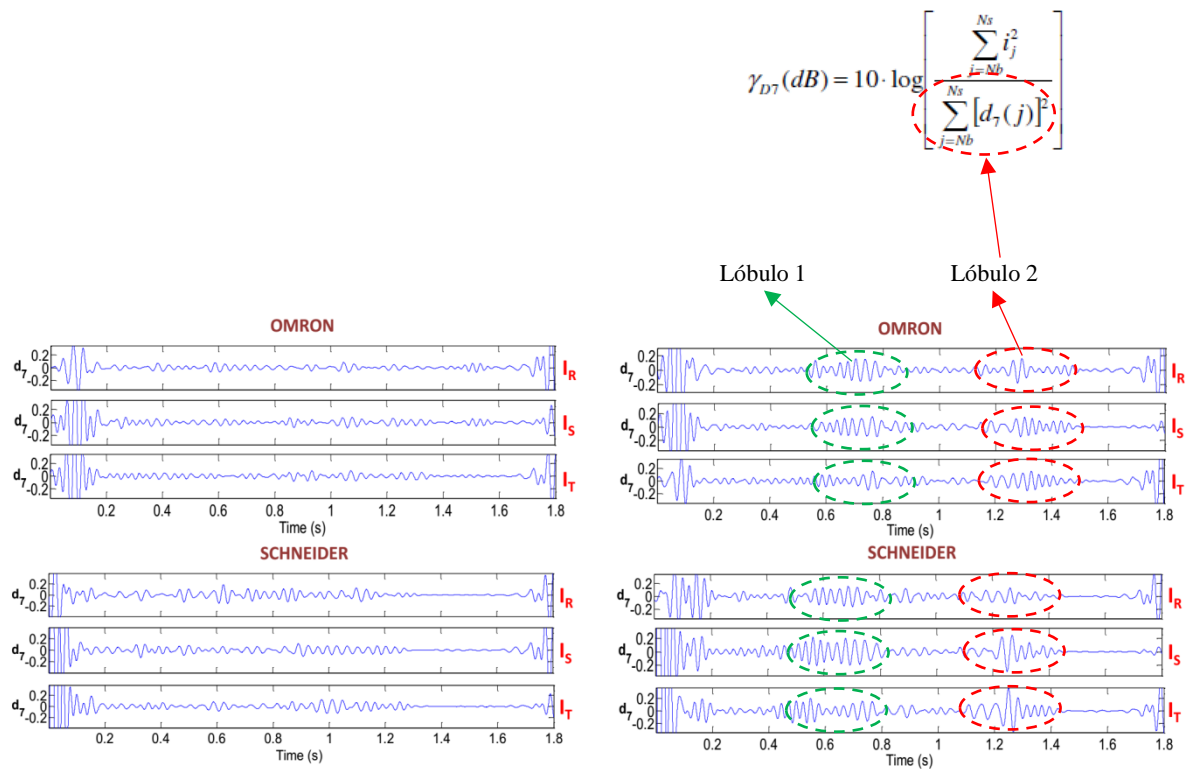


Fig. 105. Arranque con 2 modelos de arrancador: señales  $d_7$  para las corrientes de arranque,  $I_R$ - $I_S$ - $I_T$ . Motor Sano (Izqda.) y Motor con 1 Barra Rota (Dcha.)

A la vista de las gráficas, las conclusiones que se pueden extraer son las siguientes:

- Para ambos arrancadores, se observa que la amplitud de las oscilaciones en la señal  $d_7$  es mayor cuando el fallo está presente; también se observa la evolución característica provocada por el paso del *LSH* durante el arranque en la banda asociada a dicha señal (2 lóbulos claramente diferenciados). Este hecho además, se da para las 3 fases.
- Sin embargo, en comparación con el arranque directo (ver Figura 31), se incrementan apreciablemente tanto el nivel de ruido como las oscilaciones adicionales que no estaban presentes en el citado caso de arranque directo, tanto para el caso del motor sano como para el del motor con fallo. Dichas oscilaciones son debidas, como se comentó en epígrafes previos, a la introducción y amplificación de ciertos armónicos (entre otros, de algunas familias como los Principal Slot Harmonics, *PSHs*) provocadas por el uso de arrancador.
- En consecuencia, la detección del fallo de la única barra rota se hace más difícil que con el arranque directo porque la evolución del *LSH* queda parcialmente enmascarada por la amplificación de los armónicos que introduce el arrancador.

- Los mencionados incrementos en las oscilaciones aparecen independientemente del número de fases controladas por el arrancador; no obstante, la magnitud y número de dichas oscilaciones no es igual para todas las fases de un mismo arrancador; esto ocurre tanto para el arrancador modelo Omron (3 fases controladas) como para el Schneider (2 fases controladas).
- Si se computa el indicador de fallo  $\gamma_{D7}$  para ambos arrancadores, se obtienen los valores mostrados en la Tabla XII. Los citados valores se han obtenido considerando el valor promedio de los valores del indicador para las 3 fases. Se vislumbra que, en el caso del motor arrancado mediante arrancador, el umbral para considerar fallo en el motor se sitúa en torno a unos de 40 dB (por debajo de este valor, habría fallo). Este valor umbral sería válido para los motores de la potencia considerada (pocos kW).

Tabla XII. Valores del indicador de fallo  $\gamma_{D7}$  por condición del motor y tipo de arrancador.

	<b>Sana</b>	<b>Una barra rota</b>
<b>OMRON</b>	48,2	39,54
<b>SCHNEIDER</b>	41,05	36,96

- Un análisis más preciso muestra que aparecen variaciones del indicador entre ambas condiciones del motor (con y sin fallo), dependiendo de las fases que controla cada arrancador (mayores diferencias en el Omron). Es decir, la sensibilidad del indicador de fallo depende del número de fases controladas, siendo mayor para el arrancador con tres fases controladas.

# CAPÍTULO 5. DESCRIPCIÓN DE LOS MOTORES, BANCADA DE EXPERIMENTACIÓN Y EQUIPOS DE MEDIDA

## 5.1. INTRODUCCIÓN

La metodología propuesta en la presente tesis fue validada en diversos motores arrancados por arrancadores estáticos de diferentes marcas y fabricantes. De cara a conferir generalidad a la metodología desarrollada, se ensayaron motores de características diversas que incluían tanto motores de laboratorio de pequeña potencia, como motores reales industriales, de potencia media, que operaban en diferentes aplicaciones (plantas de depuración, industrias de alimentación y pienso animal). En total, se obtuvieron más de 900 señales de corriente que fueron procesadas y a las que se aplicó la metodología planteada en la tesis. En el presente capítulo, se describen las características de los motores ensayados, tanto de laboratorio como industriales. También se especifican las características básicas de los equipos de medida, de las bancadas de laboratorio utilizadas para los ensayos, así como de los arrancadores estáticos utilizados en cada bancada.

## 5.2. ENSAYOS EN LABORATORIO

### 5.2.1. CARACTERÍSTICAS DE LOS MOTORES ENSAYADOS EN LABORATORIO

Para verificar la validez de la metodología propuesta, se ensayaron motores de inducción con rotor de jaula de pequeña potencia (1.1 kW), en los que se habían forzado artificialmente diferentes grados de fallo en la jaula rotórica. En la Tabla XIII se recogen las principales características de estos motores de inducción, empleados en los distintos experimentos llevados a cabo en el laboratorio. En la Figura 106 se muestran sendas fotografías de uno de estos motores.

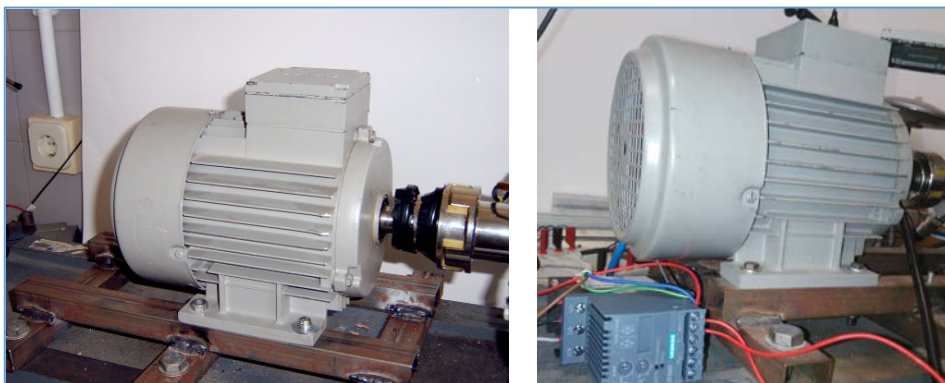


Fig. 106. Motores de inducción de 1,1 kW utilizados para los ensayos de laboratorio

Tabla XIII  
Valores nominales de los motores de laboratorio

<b>Parámetro</b>	
Potencia nominal	1.1 kW
Frecuencia nominal	50 Hz
Tensión	400 V
Corriente nominal	2.7 A
Velocidad nominal	1410 r.p.m
Deslizamiento nominal	0.06
Conexión	Estrella
Número de pares de polos	2
Número de ranuras estáticas	36
Número de barras rotóricas	28

Para los ensayos de laboratorio, se disponía de diversos motores con las características mostradas en la Tabla XIII, en los que se habían forzado previamente diferentes niveles de fallo en el rotor. A este respecto, se ensayaron motores con el rotor sano, así como motores con diferentes números de barras rotas en la jaula rotórica (una y dos barras rotas sobre un total de 28). Las roturas se forzaron de forma artificial: se perforó la barra mediante un taladro, en el punto de unión entre la barra y el anillo de cortocircuito, hasta asegurarse de que toda la sección de la barra estaba separada del anillo (rotura completa de barra). En el caso de dos barras rotas, éstas se forzaron en barras consecutivas de la jaula. La Figura 107 muestra un rotor ensayado con dos barras rotas.



Fig. 107. Roturas de barras provocadas artificialmente en el rotor



## 5.2.2. DESCRIPCIÓN DE LAS BANCADAS EXPERIMENTALES DE LABORATORIO

Para la realización de los ensayos de laboratorio, se emplearon dos bancadas diferentes. En cada una de ellas se emplearon diferentes tipos de arrancadores estáticos para efectuar el arranque del motor. Mientras que en la Bancada 1, se utilizó un arrancador antiguo del que ya se disponía con anterioridad (SIEMENS SIKOSTART 3RW22), en la Bancada 2 se utilizaron 4 modelos de arrancador nuevos, de diferentes fabricantes (OMRON, ABB, SCHNEIDER, SIEMENS) y diversas topologías, los cuales habían sido adquiridos expresamente para la experimentación efectuada en la presente tesis. En este epígrafe se describen las características básicas de cada bancada utilizada.

### 5.2.2.1. Bancada 1: motor arrancado con arrancador industrial SIEMENS SIKOSTART 3RW22

Por un lado, los motores de laboratorio fueron ensayados con ayuda de una bancada que había sido construida con anterioridad en el laboratorio de Máquinas y Tecnología Eléctrica del Departamento de Ingeniería Eléctrica de la Universitat Politècnica de Valencia. Esta bancada permitía efectuar diversos tipos de arranque sobre un motor de inducción: arranque directo, arranque estrella-triángulo, arranque mediante resistencias estáticas y arranque mediante arrancador estático. En la presente tesis, se hizo uso de esta última modalidad para efectuar múltiples arranques de los motores ensayados. La Figura 108 muestra una fotografía de esta bancada.



Fig. 108. Fotografía de la Bancada 1

El modelo de arrancador que empleaba la bancada era un arrancador industrial SIEMENS modelo SIKOSTART 3RW22 (ver Figura 109). Este modelo de arrancador permite efectuar diferentes modalidades de arranque: arranque mediante rampa de tensión, arranque mediante limitación de corriente o combinación de ambos.

El usuario puede seleccionar diferentes parámetros para el arranque, haciendo uso de los paneles mostrados en la Figura 109: valor inicial de la rampa de tensión, duración de la rampa, valor límite de la corriente, e incluso tiene opciones relativas a la parada del motor. La característica de poder limitar la corriente máxima durante el transitorio del arranque, no disponible en otros arrancadores, hace a este arrancador especialmente interesante a la hora de estudiar la influencia de este aspecto en el método propuesto.

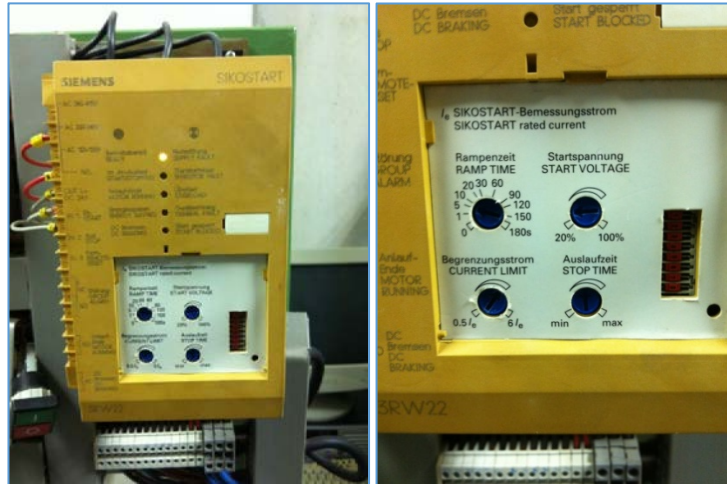


Fig.109. Arrancador estático empleado en la Bancada 1.

Se trata de un arrancador de 3 fases controladas de onda completa. Para ello, lleva implementados dos tiristores en antiparalelo en cada fase que controlan la tensión aplicada a los devanados del motor, como se muestra en el esquema de la Figura 110 [CORRAL-HERNANDEZ 1 2015].

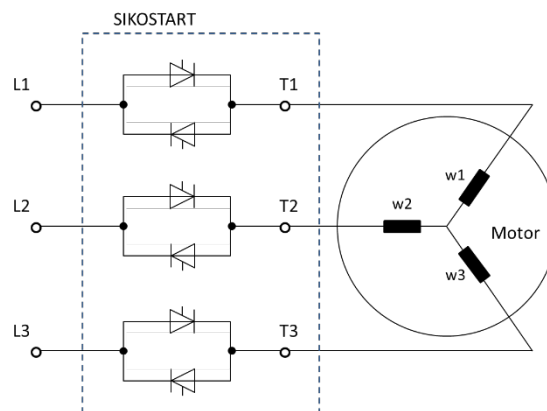


Fig.110. Esquema de conexión de los tiristores del arrancador que controlan las 3 fases del motor [CORRAL-HERNANDEZ 1 2015]

En la Tabla XIV se recogen las principales características de este arrancador:

Tabla XIV.  
Características del arrancador estático SIEMENS SIKOSTART 3RW22

Potencia Nominal	3 kW
Frecuencia Nominal	50/60 Hz
Tensión Nominal de Empleo	380-400 V
Tensión Nominal de Alimentación	200-240 V AC
Intensidad Nominal Máxima de Empleo	7 A
Par inicial de Arranque	20...100 %
Rampa de Tensión de Arranque	0,3...180 s
Rampa de Tensión de Parada	1...20 s
Limitación de Corriente	$0,5I_e...6I_e$
Fases Controladas	R – S – T
Conexión	En Línea

Durante los ensayos con la Bancada 1, el motor se acopló a una máquina de corriente continua de elevada inercia que actuaba como carga (ver Figura 111). Esta máquina permitía conseguir arranques de duración mayor a 0.5 segundos, incluso en arranque directo, suficientes por tanto para aplicar la metodología propuesta. La características de esta máquina de continua se incluyen en la Tabla XV.



Fig.111. Fotografía del motor de inducción ensayado (izquierda) acoplado a la máquina de corriente continua (derecha). (Bancada 1).

Tabla XV.  
Características de la máquina de corriente continua utilizada en la Bancada 1

Potencia Nominal	3 kW
Tensión Nominal	400 V
Velocidad	2000-3000 rpm
Pares de Polos	1
Corriente de Excitación	0,4 A
Corriente de Armadura	13,6 A

### **5.2.2.2. Bancada 2: motor arrancado con arrancadores modelos OMRON, SIEMENS, SCHNEIDER y ABB**

La segunda bancada (Bancada 2) tenía por objeto facilitar el ensayo del motor considerado bajo otros cuatro tipos de arrancador, de diferentes fabricantes y con diversas topologías, que fueron adquiridos expresamente para esta tesis.

En esta bancada, mostrada en la Figura 112, el motor estaba acoplado a una máquina de corriente continua (diferente a la de la Bancada 1) mediante un acoplamiento directo. El motor era alimentado desde el arrancador que se ensayaba. Mediante unas pinzas amperimétricas se capturaba la señal de corriente de cada fase, que se transfería a un osciloscopio. Posteriormente, se transferían estas señales a un ordenador, donde se procedía al análisis DWT y a la computación de los indicadores de fallo.

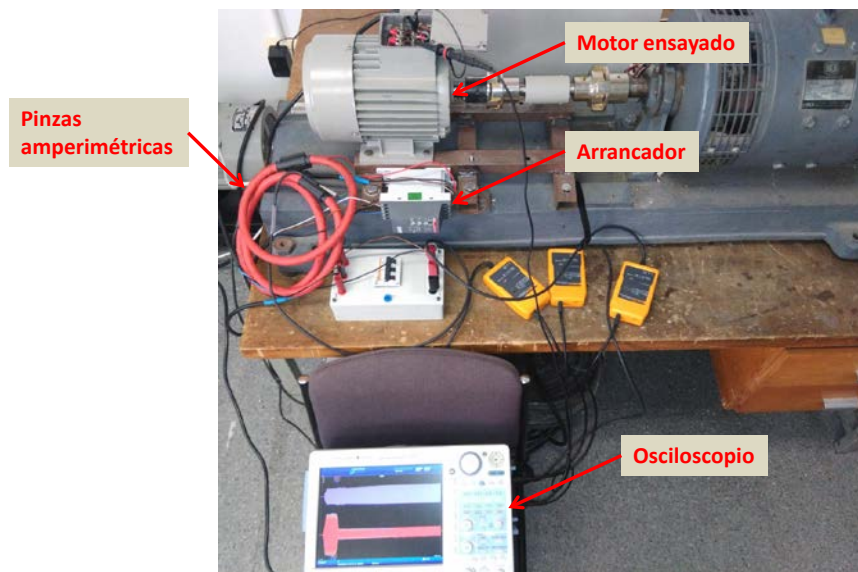


Fig.112. Fotografía de la Bancada 2

Los arrancadores utilizados en esta bancada son los mostrados en la Figura 113. Se trata de cuatro arrancadores de fabricantes muy conocidos (ABB, OMRON, SIEMENS y SCHNEIDER), que presentaban características nominales y topologías muy diferentes. En esta bancada se obtuvieron más de 900 señales de corriente; para cada arrancador, se obtuvieron señales para diferentes parámetros de arranque (valor inicial de tensión, duración de rampa), para diferentes valores de carga y diferentes niveles de fallo en el rotor. El objetivo de estos ensayos masivos era validar la generalidad de la metodología propuesta y analizar en qué medida los resultados obtenidos dependían del tipo de arrancador y de su tipología.



Fig. 113. Arrancadores utilizados en los ensayos de la Bancada 2

Se resumen conjuntamente en la Tabla XVI las características de los cuatro arrancadores considerados, que ya se describieron en capítulos precedentes:

Tabla XVI.

Características de los cuatro arrancadores estáticos considerados en la Bancada 2

Potencia Nominal	1,5 kW	Potencia Nominal	4 kW
Frecuencia Nominal	50 Hz	Frecuencia Nominal	50 Hz
Tensión Nominal de Empleo	380-400 V	Tensión Nominal de Empleo	400 V
Tensión Nominal de Alimentación	100-240 V CA	Tensión Nominal de Alimentación	24 V DC
Intensidad Nominal Máxima de Empleo	3,9 A	Intensidad Nominal Máxima de Empleo	9 A
Tensión inicial de Arranque	40 - 70 %	Par inicial de Arranque	30...80%
Rampa de Tensión de Arranque	1 - 20 s.	Rampa de Tensión de Arranque	1...5 s.
Rampa de Tensión de Parada	0 - 20 s.	Rampa de Tensión de Parada	-
Limitación de Corriente	-	Limitación de Corriente	-
Fases Controladas	R - S	Fases Controladas	R
Conexión	En Línea	Conexión	En Línea
Modelo	<b>ABB PSR3-600-70</b>	Modelo	<b>SCHNEIDER ATS01N109FT</b>

Potencia Nominal	2,2 kW	Potencia Nominal	1,5 kW
Frecuencia Nominal	50 Hz	Frecuencia Nominal	50 Hz
Tensión Nominal de Empleo	380-400 V	Tensión Nominal de Empleo	380-400 V
Tensión Nominal de Alimentación	12-24V DC	Tensión Nominal de Alimentación	110-230 V AC
Intensidad Nominal Máxima de Empleo	5,5 A	Intensidad Nominal Máxima de Empleo	3,6 A
Par inicial de Arranque	200...450% In	Par inicial de Arranque	40...100 %
Rampa de Tensión de Arranque	1...25 s	Rampa de Tensión de Arranque	0...20 s
Rampa de Tensión de Parada	1...25 s	Rampa de Tensión de Parada	0...20 s
Limitación de Corriente	-	Limitación de Corriente	-
Fases Controladas	R - S - T	Fases Controladas	R - T
Conexión	En Línea	Conexión	En Línea
Modelo	<b>OMRON G3JT405BL</b>	Modelo	<b>SIEMENS 3RW30</b>



### 5.3. ENSAYOS EN MOTORES INDUSTRIALES

Además de los ensayos de laboratorio, se realizaron también ensayos con varios motores industriales arrancados mediante arrancadores estáticos. Estos motores tenían características diferentes y que operaban en distintas industrias. El objeto de estos ensayos era corroborar la validez de la metodología de diagnóstico propuesta en motores industriales.

Por un lado, se ensayaron dos motores de 30 kW (M1 y M2) que operaban en una *industria de pienso animal*. Ambos motores accionaban sendos molinos de martillo en la citada industria y eran arrancados mediante un arrancador estático modelo Telemecanique Altistart 48. Las características de estos motores se encuentran recogidas en la Tabla XVII. Por otro lado, la Figura 114 muestra sendas fotografías de ambos motores.



Fig. 114. Motores M1 y M2 ensayados en planta de pienso animal.

Por otro lado, se ensayaron otros dos motores de inducción de 265 kW (M3 y M4) que operaban en una *planta depuradora de aguas*. Ambos motores accionaban bombas y eran arrancados mediante arrancadores estáticos de Power Electronics. Las características de los motores se muestran también en la Tabla XVII. La Figura 115 muestra una fotografía del arrancador utilizado y de las medidas efectuadas.



Fig. 115. Detalle del arrancador (Izda.) y del equipamiento para efectuar la captura de corrientes (Dcha.)

Finalmente, se ensayaron otros dos motores de 55 kW y 75 kW (M5 y M6), que operaban en una *industria alimentaria*. Ambos motores accionaban bombas. Los arrancadores utilizados eran de la marca EMOTRON (modelos MSF 2.0 y MSF 145). Las características de los motores se muestran también en la Tabla XVII. La Figura 116 muestra sendas fotografías de ambos motores.

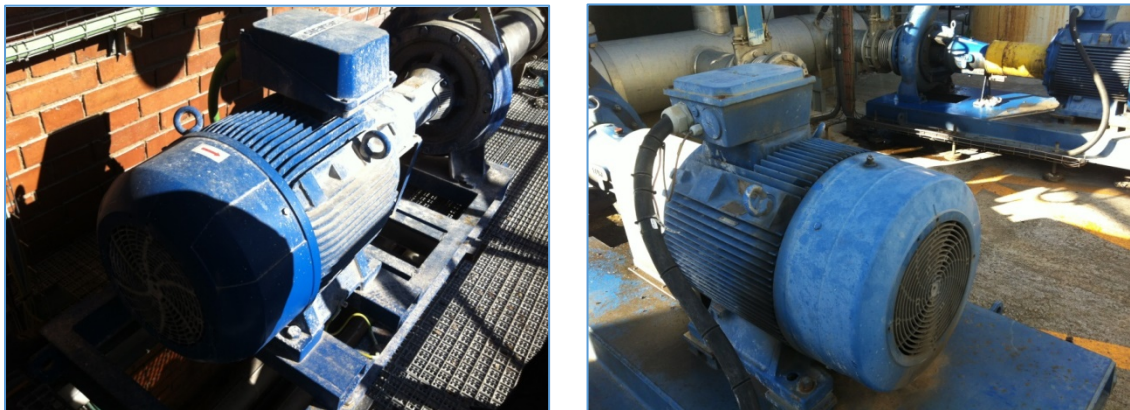


Fig. 116. Motores M5 y M6 ensayados en industria alimentaria.



Tabla XVII.  
Características nominales de los motores industriales ensayados

<b>MOTORES ENSAYADOS EN INDUSTRIA</b>	
<i><b>Motores M1 y M2</b></i>	
Potencia nominal	30 kW
Frecuencia nominal	50 Hz
Tensión nominal	400 V
Corriente nominal	56 A
Número de polos	4
Velocidad nominal	1465
Aplicación	Accionan molinos de martillo
Industria	Planta producción pienso animal
<i><b>Motores M3 y M4</b></i>	
Potencia nominal	265 kW
Frecuencia nominal	50 Hz
Tensión nominal	400 V
Número de polos	10
Aplicación	Accionan bombas
Industria	Planta depuración aguas
<i><b>Motor M5</b></i>	
Potencia nominal	55 kW
Frecuencia nominal	50 Hz
Tensión nominal	400 V
Número de polos	4
Aplicación	Acciona una bomba
Industria	Industria alimentaria
<i><b>Motor M6</b></i>	
Potencia nominal	75 kW
Frecuencia nominal	50Hz
Tensión nominal	400 V
Número de polos	4
Aplicación	Bomba recirculación agua residual
Industria	Industria alimentaria

## 5.4. EQUIPOS DE MEDIDA

Como se ha comentado, una de las ventajas de la metodología propuesta es la simplicidad del equipamiento necesario para su aplicación. Tan solo se requiere de un osciloscopio con unas mínimas prestaciones, así como de una pinza amperimétrica para la captura de la señal de corriente. A continuación se describen las características básicas del equipamiento de medida utilizado en la presente tesis.

### 5.4.1. OSCILOSCOPIO DIGITAL

Las señales de corriente a la que se aplicó la metodología expuesta en capítulos precedentes, fueron registradas por medio de un osciloscopio digital de la marca Yokogawa y modelo DL850 (ver Figura 117). Se trata de un registrador de formas de onda de prestaciones avanzadas que, además de las funciones propias de osciloscopio, permite el almacenamiento de los datos a los que se puede acceder mediante un puerto USB. Gracias a la posibilidad de inserción de diferentes tarjetas de expansión, permite utilizar hasta 16 entradas analógicas de distintos tipos.

La frecuencia máxima de muestreo que puede alcanzar es de  $100MS/s$  con una resolución de 16 bits (recordar que para una correcta aplicación del método se recomiendan frecuencias de muestreo de  $5.000$  muestras/s o superiores).

### 5.4.2. PINZA AMPERIMÉTRICA

La sonda conectada al osciloscopio utilizada para la medida de las señales de corriente alterna es una sonda tipo *Rogowski* de la marca Fluke y modelo CA i3000s Flex (Figura 117), con las siguientes características principales:

Rangos de medida:  $30 A / 1 mV/A$ ,  $300 A / 10 mV/A$ ,  $3.000 A / 100 mV/A$

Diámetro máximo del conductor a medir:  $178 mm$

Categoría de seguridad: *CAT III 600 V*

Rango de frecuencias: de  $10 Hz$  a  $50 kHz$

Además, gracias a la flexibilidad y ligereza de los toroides que abrazan cada una de las fases, que en nuestro caso particular van desde el arrancador a la caja de conexiones del motor de inducción, permite la medición de conductores gruesos y en zonas de difícil acceso sin interrumpir el circuito.

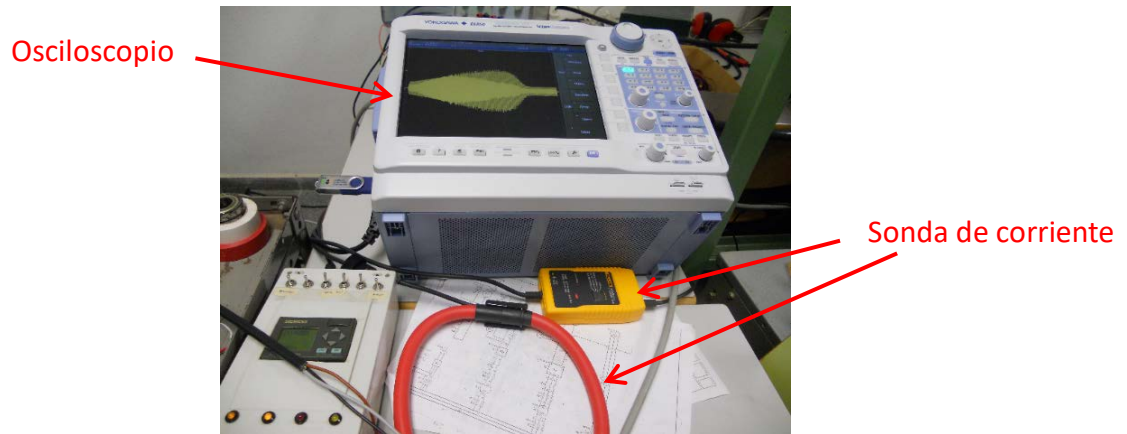


Fig. 117. Equipo de medida para la adquisición de señales

Además, gracias a la flexibilidad y ligereza de los toroides que abrazan cada una de las fases, que en nuestro caso particular van desde el arrancador a la caja de conexiones del motor de inducción, permite la medición de conductores gruesos y en zonas de difícil acceso sin interrumpir el circuito.

# **CAPÍTULO 6. VALIDACIÓN DEL MÉTODO DE DIAGNÓSTICO DE MOTORES ARRANCADOS MEDIANTE ARRANCADOR**

## **6.1. INTRODUCCIÓN**

En este capítulo se procede, en primer lugar, a describir los ensayos realizados haciendo uso de los equipos descritos en el capítulo anterior. Por un lado, se comentan los más de 900 ensayos efectuados sobre motores de laboratorio de 1,1 kW, utilizando las bancadas de laboratorio antes descritas. Estos ensayos se desarrollan empleando cinco modelos diferentes de arrancador de fabricantes bien conocidos (SIEMENS, ABB, OMRON y SCHNEIDER) y bajo diferentes condiciones conocidas de fallo en el rotor. Por otro lado, se comentan los ensayos efectuados sobre motores industriales arrancados mediante arrancador, los cuales ayudaron a contrastar la validez del método propuesto.

En segundo lugar, se procede a mostrar y analizar los resultados obtenidos tras aplicar la metodología de diagnóstico propuesta. Se muestran las gráficas DWT que permiten identificar los patrones de fallo en motores con avería en el rotor, que eran arrancados mediante arrancador. Asimismo, se procede a computar el indicador de fallo propuesto, interpretando, en cada caso, los resultados y determinando los rangos o umbrales óptimos de tal indicador para cada tipo de arrancador.

## **6.2. DESCRIPCIÓN DE LOS ENSAYOS REALIZADOS EN LABORATORIO**

### **6.2.1. ENSAYOS EFECTUADOS CON EL ARRANCADOR INDUSTRIAL SIEMENS SIKOSTART 3RW22 (BANCADA 1)**

El primer grupo de ensayos se efectuaron con la Bancada 1, descrita en el capítulo previo. Cabe recordar que esta bancada utilizaba un arrancador Siemens modelo SIKOSTART 3RW22 para efectuar el arranque del motor de inducción. Las características de este arrancador también se especificaban en el capítulo anterior.

Se realizaron experimentos para tres niveles de fallo en el rotor: motor sano, motor con una barra rota y motor con dos barras rotas. Para cada tipo de fallo, se hicieron varios arranques; en cada arranque se especificaron unos valores distintos en los parámetros del arrancador. Cabe destacar que, a pesar de tratarse un modelo relativamente antiguo, a diferencia de los arrancadores más modernos utilizados en la Bancada 2, el Siemens SIKOSTART 3RW22 posee la característica de poder limitar la corriente máxima durante el transitorio del arranque, lo cual lo hace especialmente interesante a la hora de estudiar la influencia de esta opción sobre los resultados de los análisis. Teniendo esto en cuenta, se desarrollaron 12 arranques por condición de fallo variando, de un arranque a otro los siguientes tres parámetros: tensión inicial, duración de la rampa de tensión y valor límite de corriente.

En concreto, se consideraron tres niveles diferentes de tensión inicial de rampa: 30%, 50% y 70% de la tensión nominal ( $U_n$ ). Asimismo, se consideraron tres duraciones diferentes de rampa: 3, 4.5 y 7.5 segundos. Finalmente, se consideraron dos opciones relativas a la funcionalidad de limitación de corriente: arranque sin limitación y arranque con limitación (corriente límite: 2'5 veces la corriente nominal).

En cada arranque, se capturó la corriente de fase haciendo uso de una pinza amperimétrica y del osciloscopio digital YOKOGAWA DL-850, descrito en el capítulo previo. La Tabla XVIII muestra el detalle de los distintos arranques efectuados con esta Bancada.

Tabla XVIII

Ensayos efectuados con la Bancada 1 (arrancador SIEMENS SIKOSTART 3RW22)

Condición de Fallo	Nivel inicial tensión (V)	Duración rampa (s)	Limitación de corriente
Sano	30% $U_n$	3	No
Sano	50% $U_n$	3	No
Sano	70% $U_n$	3	No
Sano	30% $U_n$	4.5	No
Sano	50% $U_n$	4.5	No
Sano	70% $U_n$	4.5	No
Sano	30% $U_n$	7.5	No
Sano	50% $U_n$	7.5	No
Sano	70% $U_n$	7.5	No
Sano	30% $U_n$	3	SI (2'5* $I_n$ )
Sano	30% $U_n$	4.5	SI (2'5* $I_n$ )
Sano	30% $U_n$	7.5	SI (2'5* $I_n$ )
1 barra rota	30% $U_n$	3	No
1 barra rota	50% $U_n$	3	No
1 barra rota	70% $U_n$	3	No
1 barra rota	30% $U_n$	4.5	No
1 barra rota	50% $U_n$	4.5	No
1 barra rota	70% $U_n$	4.5	No
1 barra rota	30% $U_n$	7.5	No
1 barra rota	50% $U_n$	7.5	No
1 barra rota	70% $U_n$	7.5	No
1 barra rota	30% $U_n$	3	SI (2'5* $I_n$ )
1 barra rota	30% $U_n$	4.5	SI (2'5* $I_n$ )
1 barra rota	30% $U_n$	7.5	SI (2'5* $I_n$ )
2 barras rotas	30% $U_n$	3	No
2 barras rotas	50% $U_n$	3	No
2 barras rotas	70% $U_n$	3	No
2 barras rotas	30% $U_n$	4.5	No
2 barras rotas	50% $U_n$	4.5	No
2 barras rotas	70% $U_n$	4.5	No
2 barras rotas	30% $U_n$	7.5	No
2 barras rotas	50% $U_n$	7.5	No
2 barras rotas	70% $U_n$	7.5	No
2 barras rotas	30% $U_n$	3	SI (2'5* $I_n$ )
2 barras rotas	30% $U_n$	4.5	SI (2'5* $I_n$ )
2 barras rotas	30% $U_n$	7.5	SI (2'5* $I_n$ )

A título de ejemplo, en la Figura 118 se muestran las formas de onda de las señales de tensión y corriente medidas en los terminales del estator, para dos de los casos de arranque con este arrancador: 1) arranque con rampa de tensión y 2) arranque con rampa de tensión + limitación de corriente.

Adicionalmente, en la misma figura se muestran ampliadas tanto las formas de onda de las señales de corriente como de las de tensión referidas al primer caso, durante los primeros 0,5 s. En ellas se aprecia claramente el aspecto distinto que presentan ambas formas de onda en comparación con el que presentan las capturadas en un arranque directo desde la red.

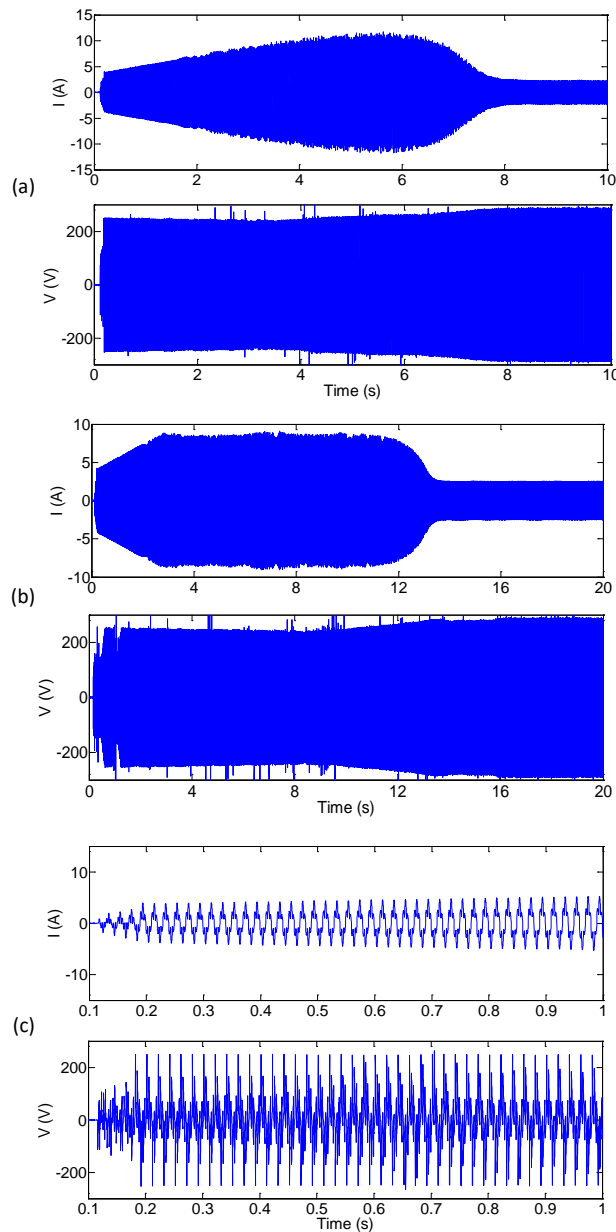


Fig.118. Formas de onda de Corriente (Arriba) y Tensión (Abajo) en los terminales del motor para:  
 (a) Motor arrancado con arrancador suave (rampa de tensión),  
 (b) Motor arrancado con arrancador suave (rampa de tensión + limitación de corriente),  
 (c) Formas de onda ampliadas durante el primer segundo.

El objetivo de todos estos experimentos efectuados con la Bancada 1 era comprobar de forma cualitativa la validez de la metodología propuesta. Esto es, que las diferentes condiciones de fallo en el rotor, para un motor arrancado mediante arrancador, eran capaces de provocar la aparición de patrones en las señales resultantes de la DWT y que estos patrones se ajustaban a las evoluciones teóricas predichas. Más concretamente se trataba de ver si aparecía en las señales wavelet el patrón característico en forma de V (o  $\Lambda$ ) creado por el armónico lateral inferior. También se pretendía estudiar cómo variaba este patrón en función de la modalidad de arranque (rampa de tensión o rampa de tensión +limitación de corriente) y, para cada modalidad, en función de los parámetros del arrancador.

Finalmente, otro objetivo de estos ensayos era comprobar cómo variaba el indicador de severidad de fallo propuesto, según el estado del rotor ensayado. Se trataba de ver si la sensibilidad de este indicador se veía o no afectada (y en qué medida) por el uso de arrancador y, en tal caso, como variaba si se modificaban los parámetros de arranque.

Las conclusiones de estos ensayos fueron de gran utilidad para estudiar los resultados de los ensayos efectuados con la Bancada 2, explicados en la sección siguiente.

## 6.2.2. ENSAYOS EFECTUADOS CON LOS ARRANCADORES OMRON, SIEMENS, SCHNEIDER Y ABB (BANCADA 2)

Los ensayos efectuados en la Bancada 2 tenían por objeto validar la metodología de diagnóstico propuesta en una amplia gama de arrancadores, de diferentes fabricantes y con topologías diversas. Los arrancadores utilizados eran de poca potencia (adaptados al motor a accionar de 1,1 kW), pero los resultados serían en buena medida ilustrativos de la validez de la metodología en arrancadores reales (en cualquier caso, posteriormente se validará la metodología propuesta en arrancadores industriales).

En esta línea, los ensayos efectuados con esta Bancada permitían analizar la influencia de la topología empleada (control en dos fases vs. control en tres fases), así como en qué medida difieren los resultados dependiendo de si se mide la corriente en una fase controlada o en una no controlada. Estos ensayos también permitirían analizar si existen discrepancias entre los resultados obtenidos para arrancadores de diferentes fabricantes, aunque tengan topologías análogas. A este respecto se verá que ciertos arrancadores introducen un nivel de armónicos (o ‘ruido’) que dificultan en mayor medida la identificación del patrón de fallo que otros. Finalmente, los ensayos efectuados con la Bancada 2 también permitirían analizar con más detalle la forma en la que influyen los diferentes parámetros de arranque. A este respecto, teniendo presente que estos arrancadores solamente podían hacer uso de la modalidad de arranque con rampa de tensión, los valores ajustables eran el valor inicial de tensión de rampa y la duración de la rampa.

Como se explicó en el capítulo precedente, en la Bancada 2, el motor era acoplado de forma directa a una máquina de corriente continua (diferente a la de la Bancada 1) que actuaba como carga, permitiendo fijar diferentes niveles de carga si se actuaba sobre la corriente de excitación de esta máquina. El motor era alimentado a través del arrancador, el cual estaba conectado a la red trifásica de alimentación (400 V). Con ayuda de tres pinzas amperimétricas se registraban las corrientes de cada fase, haciendo uso del registrador YOKOGAWA DL-850. También se registraba la onda de tensión de línea con ayuda de una sonda de tensión.

Cada ensayo consistía en fijar los parámetros del arrancador y efectuar el arranque del mismo, registrando las corrientes de arranque (formas de onda de las corrientes de las tres fases), así como la forma de onda de tensión, tanto durante el arranque como durante parte del posterior régimen permanente. La frecuencia de muestreo utilizada era de 5 kHz y el tiempo total capturado era de unos 30 segundos (en algunos ensayos de 20s).

Se realizaron múltiples ensayos para motores con tres niveles diferentes de fallo en el rotor (rotor sano, una barra rota y dos barras rotas) y para los cuatro modelos de arrancador comentados (SIEMENS, ABB, SCHNEIDER y OMRON). Para cada nivel de fallo y arrancador, se hicieron múltiples ensayos variando los parámetros de arranque (tensión inicial y duración de rampa). En conclusión, se obtuvieron unas 900 señales que se almacenaron en una base de datos en la que se especificaban los parámetros de cada medida.



La Tabla XIX constituye una síntesis del total de ensayos efectuados. Las Tablas subsiguientes detallan los ensayos efectuados para cada tipo de arrancador. En ellas se especifican los parámetros considerados en cada ensayo. Hay que destacar que cada fila de dichas tablas corresponde a tres señales de corriente y una de tensión, ya que se capturaron las tres corrientes de fase y la tensión de línea. Ello da un total de más de 900 señales capturadas.

Tabla XIX.  
Señales analizadas por condición del rotor y modelo de arrancador

	<b>0 BR</b>	<b>1 BR</b>	<b>2 BR</b>	<b>TOTAL</b> señales por modelo de arrancador
<b>ABB</b> PSR360070	75	75	75	225
<b>OMRON</b> G3JT405BL	75	75	75	225
<b>SCHNEIDER</b> ATS01N109FT	75	75	75	225
<b>SIEMENS</b> 3RW30	75	75	75	225
<b>TOTAL</b> señales por condición del motor	<b>300</b>	<b>300</b>	<b>300</b>	<b>900</b>

Tablas XX y XXI.

Detalles de los ensayos realizados con los arrancadores ABB y SIEMENS (Bancada 2)

**ENSAYOS MODELO ABB PSR3-600-70**

**CONDICIONES DE ENSAYO**

Excentricidad del Rotor	-
Acoplamiento Defectuoso	-
Par de Carga Constante	X

**ADQUISICION DE MEDIDAS**

Corrientes de Fase	3	CH5, CH6, CH7	500 mV / Div
Corriente de Línea	-		
Tensiones de Fase	-		
Tensión de Línea	S - T	CH8	5 V / Div
Frecuencia de Muestreo	5 kS / s		
Tiempo por División	3s / Div		

**0 BARRAS ROTAS**

Número de Ensayo	Tensión Inicial de Arranque (%)	Rampa de Tensión de Arranque (s)
1	40	20
2	47	20
3	47	18
4	47	15
5	47	12
6	47	10
7	55	13
8	55	15
9	55	18
10	55	20
11	62	20
12	62	18
13	62	15
14	62	12
15	62	7
16	62	5
17	62	2
18	70	2
19	70	5
20	70	8
21	70	10
22	70	13
23	70	15
24	70	18
25	70	20

**ENSAYOS MODELO SIEMENS 3RW30**

**CONDICIONES DE ENSAYO**

Excentricidad del Rotor	-
Acoplamiento Defectuoso	-
Par de Carga Constante	X

**ADQUISICION DE MEDIDAS**

Corrientes de Fase	3	CH5, CH6, CH7	500 mV / Div
Corriente de Línea	-		
Tensiones de Fase	-		
Tensión de Línea	S - T	CH8	5 V / Div
Frecuencia de Muestreo	5 kS / s		
Tiempo por División	3s / Div		

**0 BARRAS ROTAS**

Número de Ensayo	Tensión Inicial de Arranque (%)	Rampa de Tensión de Arranque (s)
1	40	0
2	40	1
3	40	2
4	40	3
5	40	4
6	40	5
7	40	10
8	40	20
9	70	15
10	70	10
11	70	7,5
12	70	5
13	70	3
14	70	2
15	90	0
16	90	2
17	90	5
18	90	7,5
19	90	10
20	90	15
21	50	5
22	50	20
23	50	15
24	50	10
25	50	7,5

Tablas XX y XXI.

Detalles de los ensayos realizados con los arrancadores ABB y SIEMENS (Bancada 2)

(CONTINUACIÓN)

<b>ENSAYOS MODELO ABB PSR3-600-70 (cont.)</b>		
<b>1 BARRA ROTA</b>		
Número de Ensayo	Tensión Inicial de Arranque (%)	Rampa de Tensión de Arranque (s)
1	70	20
2	70	15
3	70	10
4	70	7,5
5	70	5
6	70	1
7	62,5	1
8	62,5	5
9	62,5	10
10	62,5	12,5
11	62,5	15
12	62,5	17,5
13	62,5	20
14	55	20
15	55	15
16	55	10
17	55	7,5
18	55	5
19	55	1
20	40	1
21	40	5
22	40	10
23	40	12,5
24	40	15
25	40	20

<b>ENSAYOS MODELO SIEMENS 3RW30 (cont.)</b>		
<b>1 BARRA ROTA</b>		
Número de Ensayo	Tensión Inicial de Arranque (%)	Rampa de Tensión de Arranque (s)
1	40	1
2	40	3
3	40	5
4	40	7,5
5	40	10
6	40	15
7	40	20
8	50	20
9	50	15
10	50	10
11	50	7,5
12	50	5
13	50	4
14	50	2
15	70	2
16	70	3
17	70	5
18	70	7,5
19	70	10
20	70	15
21	90	10
22	90	7,5
23	90	5
24	90	4
25	90	2

Tablas XX y XXI.

Detalles de los ensayos realizados con los arrancadores ABB y SIEMENS (Bancada 2)

(CONTINUACIÓN)

<b>ENSAYOS MODELO ABB PSR3-600-70 (cont.)</b>		
<b>2 BARRAS ROTAS</b>		
Número de Ensayo	Tensión Inicial de Arranque (%)	Rampa de Tensión de Arranque (s)
1	40	1
2	40	5
3	40	8
4	40	10
5	40	12
6	40	15
7	40	20
8	55	20
9	55	15
10	55	12
11	55	10
12	55	8
13	55	5
14	55	1
15	62,5	1
16	62,5	5
17	62,5	8
18	62,5	10
19	62,5	15
20	62,5	20
21	62,5	20
22	70	20
23	70	12
24	70	10
25	70	5

<b>ENSAYOS MODELO SIEMENS 3RW30 (cont.)</b>		
<b>2 BARRAS ROTAS</b>		
Número de Ensayo	Tensión Inicial de Arranque (%)	Rampa de Tensión de Arranque (s)
1	40	1
2	40	3
3	40	5
4	40	7,5
5	40	10
6	40	15
7	40	20
8	50	20
9	50	15
10	50	10
11	50	7,5
12	50	5
13	50	3
14	50	1
15	70	1
16	70	3
17	70	5
18	70	7,5
19	70	10
20	70	15
21	90	1
22	90	20
23	90	15
24	90	10
25	90	7,5

Tablas XXII y XXIII

Detalles de los ensayos realizados con los arrancadores OMRON y SCHNEIDER (Bancada 2)

**OMRON G3JT405BL**

**CONDICIONES DE ENSAYO**

Excentricidad del Rotor	-
Acoplamiento Defectuoso	-
Par de Carga Constante	X

**ADQUISICION DE MEDIDAS**

Corrientes de Fase	3	CH5, CH6, CH7	500 mV / Div
Corriente de Línea	-		
Tensiones de Fase	-		
Tensión de Línea	S - T	CH8	5 V / Div
Frecuencia de Muestreo	5 kS / s		
Tiempo por División	3s / Div		

0 BARRAS ROTAS		
Número de Ensayo	Tensión Inicial de Arranque (%)	Rampa de Tensión de Arranque (s)
1	44	1
2	44	3
3	44	9
4	44	12
5	44	18
6	44	21
7	44	25
8	48	25
9	48	21
10	48	12
11	48	6
12	48	3
13	60	3
14	60	9
15	60	12
16	60	18
17	60	21
18	60	25
19	72	25
20	72	21
21	72	15
22	72	12
23	72	6
24	72	3
25	72	1

**SCHNEIDER ATS01N109FT**

**CONDICIONES DE ENSAYO**

Excentricidad del Rotor	-
Acoplamiento Defectuoso	-
Par de Carga Constante	X

**ADQUISICION DE MEDIDAS**

Corrientes de Fase	3	CH5, CH6, CH7	500 mV / Div
Corriente de Línea	-		
Tensiones de Fase	-		
Tensión de Línea	S - T	CH8	5 V / Div
Frecuencia de Muestreo	5 kS / s		
Tiempo por División	3s / Div		

0 BARRAS ROTAS		
Número de Ensayo	Tensión Inicial de Arranque (%)	Rampa de Tensión de Arranque (s)
1	30	1
2	30	1,5
3	30	2
4	30	2,5
5	30	3
6	30	3,5
7	30	4
8	30	4,5
9	30	5
10	40,25	5
11	40,25	4
12	40,25	3,5
13	40,25	3
14	40,25	2,5
15	40,25	2
16	40,25	1,5
17	40,25	1
18	50,5	1
19	50,5	1,5
20	50,5	2
21	50,5	2,5
22	50,5	3
23	50,5	3,5
24	50,5	4
25	50,5	5

Tablas XXII y XXIII.

Detalles de los ensayos realizados con los arrancadores OMRON y SCHNEIDER (Bancada 2)

(CONTINUACIÓN)

<b>OMRON G3JT405BL (cont.)</b>		
<b>1 BARRA ROTA</b>		
Número de Ensayo	Tensión Inicial de Arranque (%)	Rampa de Tensión de Arranque (s)
1	44	1
2	44	3
3	44	9
4	44	12
5	44	18
6	44	21
7	44	25
8	48	25
9	48	21
10	48	15
11	48	12
12	48	6
13	48	3
14	48	1
15	60	1
16	60	3
17	60	9
18	60	12
19	60	18
20	60	21
21	72	1
22	72	25
23	72	21
24	72	15
25	72	12

<b>SCHNEIDER ATS01N109FT (cont.)</b>		
<b>1 BARRA ROTA</b>		
Número de Ensayo	Tensión Inicial de Arranque (%)	Rampa de Tensión de Arranque (s)
1	30	1
2	30	1,5
3	30	2
4	30	3
5	30	4
6	30	4,5
7	30	5
8	42,5	5
9	42,5	4
10	42,5	3,5
11	42,5	3
12	42,5	2,5
13	42,5	2
14	42,5	1
15	67,5	1
16	67,5	1,5
17	67,5	2
18	67,5	3
19	67,5	4
20	67,5	4,5
21	67,5	5
22	80	5
23	80	4
24	80	3,5
25	80	3

Tablas XXII y XXIII.

Detalles de los ensayos realizados con los arrancadores OMRON y SCHNEIDER (Bancada 2)

(CONTINUACIÓN)

<b>OMRON G3JT405BL (cont.)</b>		
<b>2 BARRAS ROTAS</b>		
Número de Ensayo	Tensión Inicial de Arranque (%)	Rampa de Tensión de Arranque (s)
1	44	1
2	44	3
3	44	9
4	44	12
5	44	18
6	44	21
7	44	25
8	48	25
9	48	21
10	48	15
11	48	12
12	48	7
13	48	4
14	48	1
15	60	1
16	60	3
17	60	9
18	60	12
19	60	18
20	72	1
21	72	4
22	72	25
23	72	21
24	72	15
25	72	13

<b>SCHNEIDER ATS01N109FT (cont.)</b>		
<b>2 BARRAS ROTAS</b>		
Número de Ensayo	Tensión Inicial de Arranque (%)	Rampa de Tensión de Arranque (s)
1	30	2,5
2	30	3
3	30	1
4	30	2
5	30	3,5
6	30	4
7	30	5
8	42,5	5
9	42,5	4,5
10	42,5	4
11	42,5	3
12	42,5	2
13	42,5	1,5
14	42,5	1
15	55	1
16	55	2
17	55	2,5
18	55	3
19	55	3,5
20	55	4
21	55	5
22	67,5	5
23	67,5	4,5
24	67,5	4,5
25	67,5	4

Una vez obtenidas las señales y organizada la base de datos, éstas fueron transferidas a Matlab, donde se aplicó la metodología expuesta.

## 6.3. ANÁLISIS DE LOS RESULTADOS

### 6.3.1. ANÁLISIS DE LOS RESULTADOS OBTENIDOS CON LA BANCADA 1 (ARRANCADOR INDUSTRIAL SIEMENS SIKOSTART 3RW22)

Una vez capturadas las señales y transferidas al ordenador, se realizó el análisis DWT de las mismas. Para ello, se hizo uso de la Wavelet toolbox, disponible en el programa Matlab. Esta toolbox dispone de una GUI que permite la fácil aplicación de la citada transformada, incluso por usuarios no expertos. La aplicación de esta transformada es muy rápida, incluso si la señal a analizar tiene un número elevado de muestras.

Para la aplicación de la DWT se consideró un número de niveles de la descomposición de  $n=8$ , dado que la frecuencia de muestreo con la que fueron capturadas las señales era de  $f_s=5$  kHz. Ello implica que las bandas de frecuencia asociadas a la distintas señales wavelet son las que se mostraban en la Tabla X. Dado que la metodología propuesta para el diagnóstico de motores accionados por arrancador está centrada en el análisis de la evolución del armónico lateral inferior, el cual discurre en la banda [0-50] Hz durante el arranque, en los análisis DWT que se incluyen en las siguientes secciones solamente se dibujarán las señales wavelet de alto nivel  $d_6$ ,  $d_7$ ,  $d_8$  y  $a_8$ , que son las que cubren conjuntamente la banda de frecuencias en las que evoluciona este armónico durante el arranque. Los análisis DWT se efectuaron considerando *dmeyer* como wavelet madre.

Las Figuras 119, 120 y 121 muestran las señales de alto nivel resultantes de la aplicación de la DWT a la corriente de arranque de un motor sano para los casos de arranque directo (Figura 119), arranque con arrancador (con la opción de rampa de tensión, Figura 120) y arranque con arrancador (opción de rampa de tensión + limitación de corriente, Figura 121). En los casos de arranque mediante arrancador analizados en estas figuras, la opción de rampa de tensión se configuró con un valor inicial de tensión del 30% de la tensión nominal y con una duración de rampa de 7.5 segundos. En el caso de limitación de corriente (Figura 121), el valor límite establecido para la corriente de arranque se fijó en  $2.5 \cdot I_n$ , siendo  $I_n$  la corriente nominal del motor.

Por otro lado, las Figuras 122, 123 y 124 son análogas a las anteriores, pero corresponden a un motor con dos barras rotas en la jaula rotórica (roturas en barras adyacentes): la Figura 122 corresponde a un arranque directo, la Figura 123 corresponde al caso de arranque con arrancador pero únicamente con la opción de rampa de tensión habilitada, mientras que la Figura 124 corresponde al caso de arranque con arrancador con las opciones de opción de rampa de tensión y limitación de corriente habilitadas.



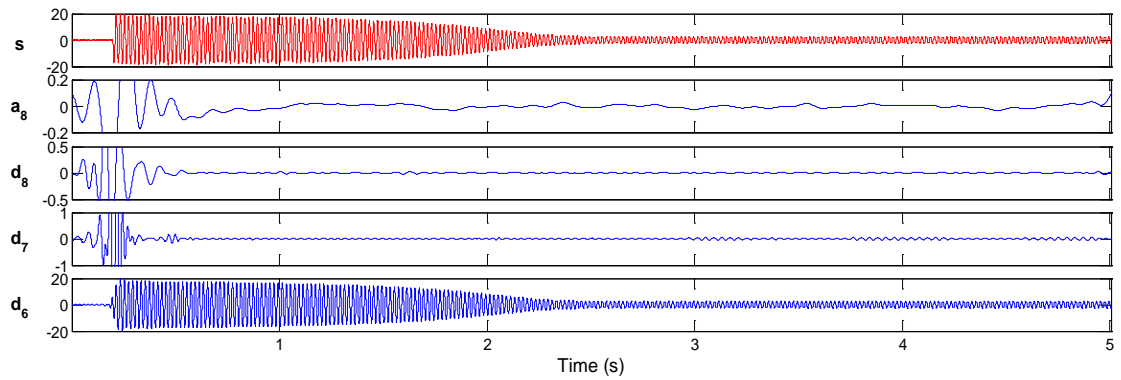


Fig.119. DWT de la corriente de arranque para el motor sano en el caso de arranque directo (Bancada 1).

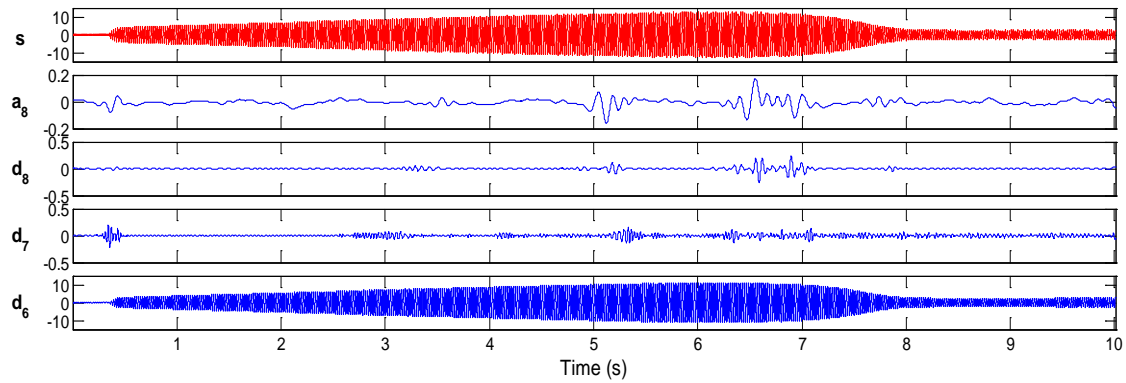


Fig.120. DWT de la corriente de arranque para el motor sano en el caso de arranque con arrancador estático Siemens Sikostart 3RW22, mediante la opción de rampa de tensión (tensión inicial=30%  $U_n$ , duración rampa: 7,5 s) (Bancada 1).

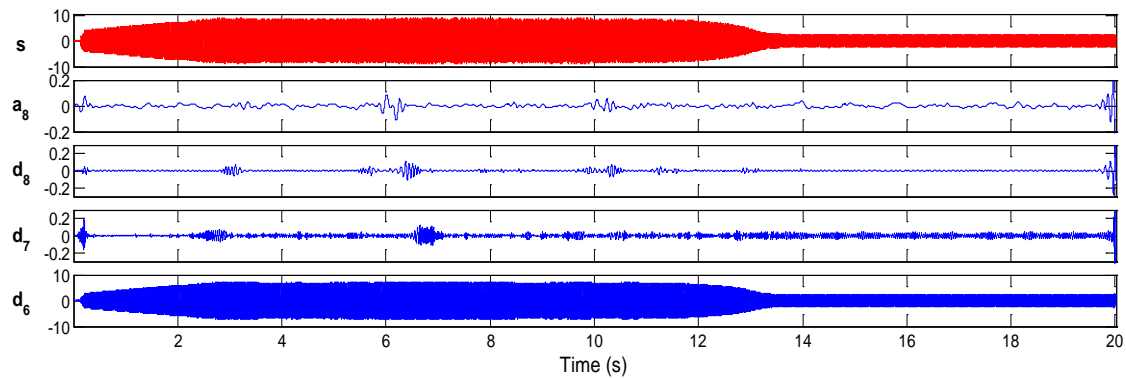


Fig.121. DWT de la corriente de arranque para el motor sano en el caso de arranque con arrancador estático Siemens Sikostart 3RW22, mediante la opción de rampa de tensión (tensión inicial=30%  $U_n$ , duración rampa: 7,5 s) + limitación de corriente ( $I_{max}=2,5 \cdot I_n$ ) (Bancada 1).

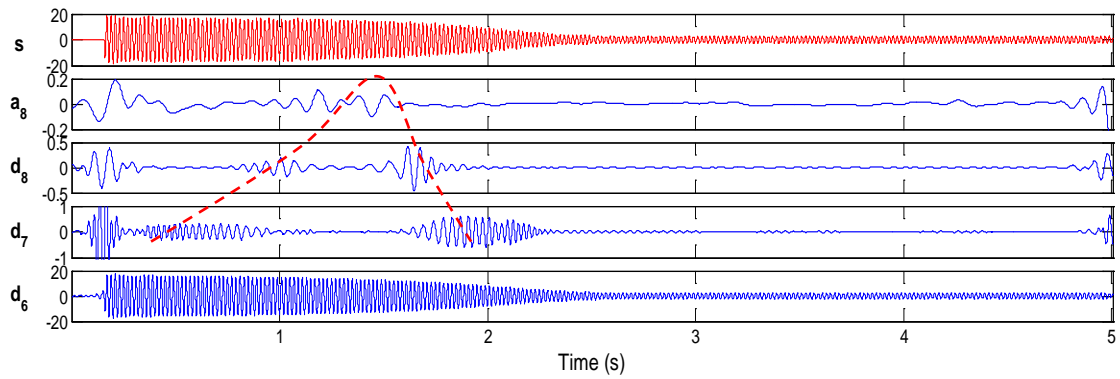


Fig.122. DWT de la corriente de arranque para el motor con dos barras rotas en el caso de arranque directo (Bancada 1).

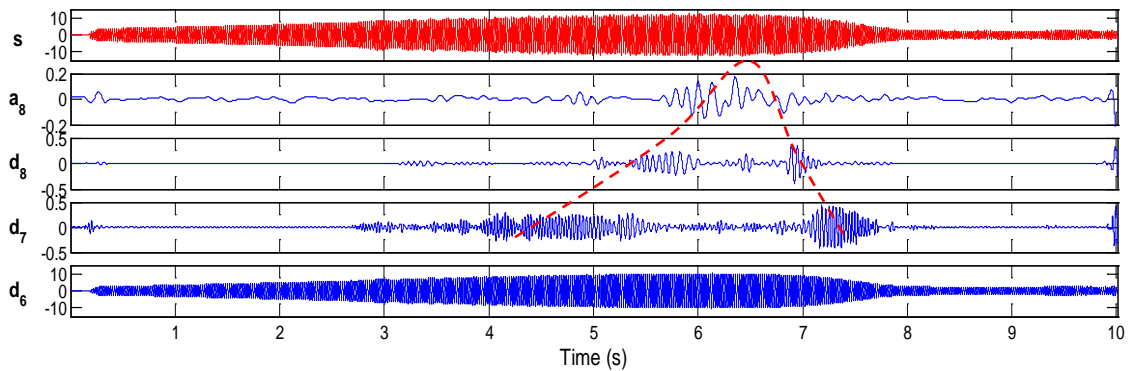


Fig.123. DWT de la corriente de arranque para el motor con dos barras rotas en el caso de arranque con arrancador estático Siemens Sikostart 3RW22, mediante la opción de rampa de tensión (tensión inicial=30%  $U_n$ , duración rampa: 7,5 s) (Bancada 1).

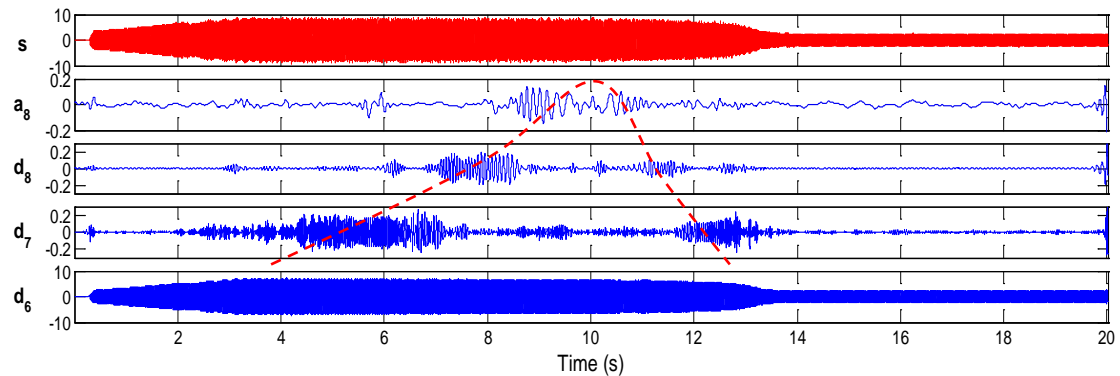


Fig.124. DWT de la corriente de arranque para el motor con dos barras rotas en el caso de arranque con arrancador estático Siemens Sikostart 3RW22, mediante la opción de rampa de tensión (tensión inicial=30%  $U_n$ , duración rampa: 7,5 s) + limitación de corriente ( $I_{max}=2,5 \cdot I_n$ ) (Bancada 1).

El análisis detallado de las Figuras 119 a 124 muestra que existen claras diferencias entre los análisis DWT correspondientes a una máquina sana (Figuras 119 a 121) y los correspondientes a la máquina averiada (Figuras 122 a 124). En primer lugar, en el caso de arranque directo y motor sano (Figura 119), como era de esperar, se puede constatar la ausencia de oscilaciones significativas en las señales wavelet de alto nivel, tras las inevitables oscilaciones iniciales provocadas, como ya se comentó, por el transitorio electromagnético y por el efecto de borde de la transformada. Por contra, en el caso del motor con dos barras rotas y arranque directo, el patrón en forma de  $\Lambda$ , provocado por la evolución del armónico lateral inferior durante el arranque, es claramente observable (Figura 122). Como ya se comentó, son las oscilaciones sucesivas que van apareciendo en las diferentes señales wavelet las que dan lugar a ese patrón y reflejan la evolución en tiempo y en frecuencia que sigue el citado armónico durante el arranque. En la Figura 122, se ha marcado este patrón con línea discontinua roja.

En lo que respecta a los casos de arranque de motor mediante arrancador, las conclusiones que se extraen son ciertamente análogas. Se pueden observar claras diferencias entre las Figuras 120-121 (estado sano) y sus figuras equivalentes 123-124 (motor con dos barras rotas). Se puede observar cómo, en cada una de estas dos últimas figuras, aparece un patrón en forma de  $\Lambda$ , el cual no aparece para el estado sano. Este patrón, marcado en línea discontinua roja en estas figuras, es el provocado por la evolución del armónico lateral inferior durante el arranque. Este patrón aparece tanto para el caso de arranque con rampa de tensión como para el caso de arranque mediante rampa de tensión +limitación de corriente.

Resulta interesante incidir en las diferencias que se observan entre el caso de arranque mediante arrancador y el caso de arranque directo. En primer lugar, en estado sano, se observa que las señales wavelet en el caso de arranque mediante arrancador (Figuras 120 y 121) muestran ciertas oscilaciones tras el transitorio inicial, las cuales no aparecían en el caso de arranque directo. Estas oscilaciones son motivadas por el fenómeno que se comentó en la sección 3.4 y que venía ilustrado en las Figuras 84 a 87: el uso de arrancador contribuye a la amplificación de ciertos armónicos en la onda de corriente, entre los cuales están ciertas familias de PSH, como la familia indirecta de armónicos, cuyas frecuencias disminuyen hasta 0 Hz durante el arranque, para luego aumentar de nuevo hasta alcanzar sus valores finales. Las evoluciones de los armónicos de esta familia, presentes aún en estado sano, contribuyen a ‘contaminar’ la zona de bajas frecuencias (por debajo de 50 Hz), la cual ya no aparece tan ‘limpia’ como en el caso de arranque directo, para el cual estos armónicos tienen mucha menor amplitud. Estos armónicos, y más concretamente sus evoluciones durante el arranque, con las que provocan pequeñas oscilaciones adicionales en las señales wavelet del alto nivel y hacen que, aun en estado sano, estas señales no se mantengan con amplitud nula como ocurría en arranque directo. La presencia de estas pequeñas oscilaciones, aun en estado sano, se verá que afecta a la computación del indicador de severidad de fallo, ya que en estado sano la presencia de estas oscilaciones incrementa la energía de estas señales, disminuyendo el valor del indicador para tal condición.

Por otro lado, se observa que el mismo fenómeno afecta a los casos de avería. En efecto, en los casos de motor con dos barras rotas y arranque mediante arrancador (Figuras 123 y 124), el patrón de fallo en forma de  $\Lambda$  no aparece tan ‘limpio’ como en el caso de arranque directo. En efecto, se observan pequeñas oscilaciones en las señales wavelet que se sitúan fuera de los lóbulos del propio patrón. Estas oscilaciones, de reducida amplitud, aparecen en cada señal wavelet tanto en los tramos intermedios entre lóbulos, como antes y después de los mismos. Las citadas oscilaciones son provocadas por la amplificación de la familia indirecta de PSH debida al uso de arrancador. Una vez más, estas oscilaciones contribuyen a aumentar ligeramente la energía de las señales wavelet y afectarán al indicador de fallo, si bien en menor medida que en estado sano.

La Figura 125 se marcan estas pequeñas oscilaciones provocadas por el arrancador, para el caso de arranque mediante rampa de tensión + limitación de corriente y motor con dos barras rotas.

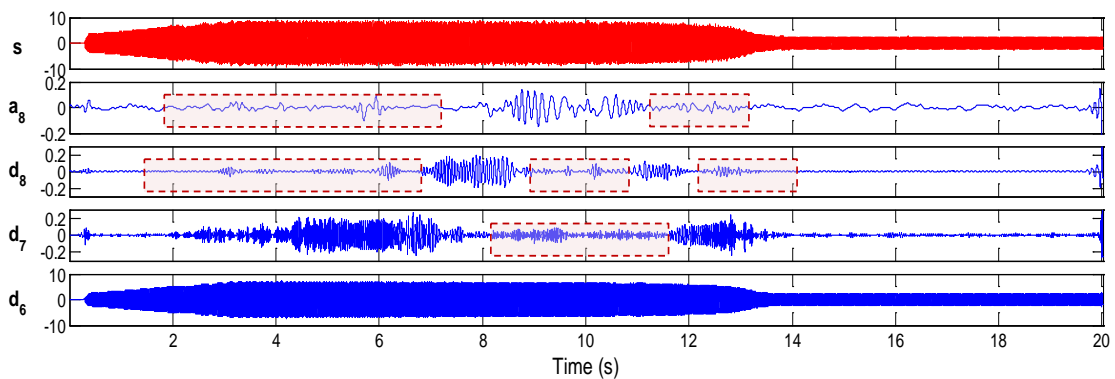


Fig.125. Oscilaciones provocadas por el arrancador en las señales wavelet para el caso del motor con dos barras rotas en el caso de arranque con arrancador estático Siemens Sikostart 3RW22, mediante la opción de rampa de tensión (tensión inicial=30% $U_n$ , duración rampa: 7,5 s) + limitación de corriente ( $I_{max}=2,5 \cdot I_n$ ) (Bancada 1).

Por otro lado, y como se observará con más claridad en otras gráficas posteriores, la forma del patrón de fallo para el caso de arranque mediante arrancador difiere ligeramente de la forma del mismo patrón en caso de arranque directo. En comparación con arranque directo, se observa una amplitud diferente de los lóbulos en el caso de arranque mediante arrancador; los lóbulos finales (viaje de vuelta del armónico desde 0 a 50 Hz) parecen concentrar más energía que los iniciales (viaje de ida desde 50 a 0 Hz). Como se comenta, esto se verá con mayor claridad en gráficas posteriores. Este fenómeno es debido a que el módulo de la tensión aplicada al motor no se mantiene constante durante el arranque (como ocurre en el caso de arranque directo), sino que va aumentando progresivamente y, con ello la amplitud del armónico lateral durante el arranque.

Las múltiples pruebas realizadas con la Bancada 1 sirvieron para ratificar los comentarios incluidos en los anteriores párrafos. Se realizaron los análisis DWT de las múltiples señales de corriente de arranque capturadas con esta bancada (ver Tabla XVIII); en ellos se comprobó como el patrón de fallo era claramente discernible en todos los casos de avería en el rotor y que las diferencias respecto a los casos correspondientes en estado sano eran notables. Por otro lado, también se pudieron ratificar las conclusiones relativas a la aparición de oscilaciones adicionales en las señales wavelet de alto nivel, provocadas por las evoluciones de los armónicos amplificadas por el uso de arrancador.

A título ilustrativo, las Figuras 126 y 127 muestran un par de ejemplos adicionales de la aplicación de la DWT a otras dos señales capturadas con esta Bancada.

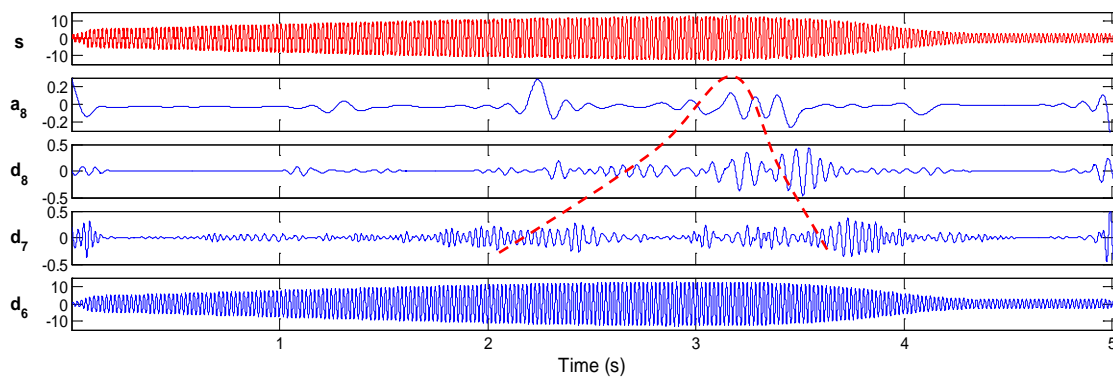


Fig.126. DWT de la corriente de arranque para el motor con dos barras rotas en el caso de arranque con arrancador estático Siemens Sikostart 3RW22, mediante la opción de rampa de tensión (tensión inicial=30%  $U_n$ , duración rampa: 4,5 s) (Bancada 1).

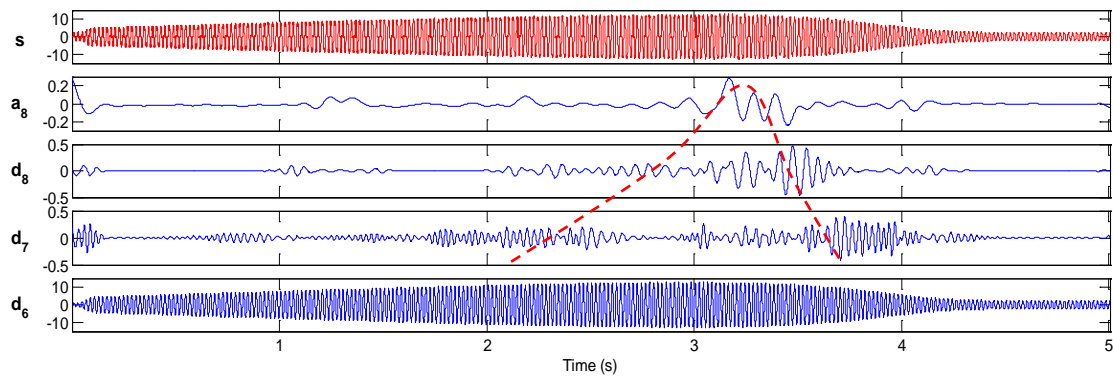


Fig.127. DWT de la corriente de arranque para el motor con dos barras rotas en el caso de arranque con arrancador estático Siemens Sikostart 3RW22, mediante la opción de rampa de tensión (tensión inicial=50%  $U_n$ , duración rampa: 4,5 s) (Bancada 1).

Finalmente, tras validar la fase cualitativa de aplicación de la metodología (identificación de patrones), se procedió a aplicar la fase cuantitativa, consistente en la computación del indicador de severidad de fallo propuesto. En este sentido, se procedió a computar el citado indicador en base a cada uno de los análisis DWT efectuados, correspondientes a los casos ensayados incluidos en la Tabla XVIII. Una vez obtenido el valor de indicador para todos los casos, se procedió a calcular el valor promedio del indicador para cada tipo de fallo (estado sano, dos barras rotas) y para cada modalidad de arranque considerada (directo, arrancador con rampa de tensión, arrancador con rampa de tensión + limitación de corriente). La Tabla XXIV muestra los valores promedio obtenidos.

Tabla XXIV

Valores promedio del indicador de fallo para las diferentes condiciones de avería y modos de arranque, ensayados con la Bancada 1 (arrancador SIEMENS SIKOSTART 3RW22)

TIPO DE ARRANQUE	CONDICIÓN	Valor promedio del indicador de fallo $\gamma_{D7}$
Directo	Sano	51.5
Arrancador estático (rampa de tensión)	Sano	44.2
Arrancador estático (rampa de tensión + limitación de corriente)	Sano	45.2
Directo	2 barras rotas	28.3
Arrancador estático (rampa de tensión)	2 barras rotas	30.3
Arrancador estático (rampa de tensión + limitación de corriente)	2 barras rotas	35.3

El análisis detallado de la Tabla XXIV está en línea con gran parte de las consideraciones antes planteadas. En primer lugar, se puede observar que el valor promedio del indicador de fallo  $\gamma_{D7}$  muestra una clara variación entre todos los casos de motor sano y los casos equivalentes de avería. Así, se puede observar que, en el caso de arranque directo, la variación del valor del indicador entre ambas condiciones es máxima (de un valor promedio de 51.5 dB se pasa a uno de 28.3 dB, esto es, una variación de **23.2 dB**). En los casos de arranque mediante arrancador, la variación del valor del indicador de fallo también es significativa, si bien menor que en el caso del arranque directo; en el caso de arranque con la opción rampa de tensión, la variación es de **13.9 dB** (de 44.2 en estado sano a 30.3 dB en el caso de dos barras rotas), mientras que en el caso de arranque con la opción rampa de tensión + limitación de corriente, la variación es de **9.9 dB** (desde 45.2 dB a 35.3 dB).

Estos datos demuestran una mayor sensibilidad del indicador de fallo en el caso de arranque directo; ésta se explica con las consideraciones antes expuestas. En efecto, el uso de arrancador aumenta la energía de las señales wavelet en estado sano, debido a la amplificación de ciertos armónicos (familia indirecta de PSH) que evolucionan en la zona de bajas frecuencias y que dan lugar a pequeñas oscilaciones en dichas señales, tal y como se comentó anteriormente. Esto provoca que el valor del indicador en estado sano sea menor en los casos con arrancador (valor en torno a 45 dB) respecto al que presenta en el caso de arranque directo (51.5 dB); en efecto, al ser mayor la energía de la señal  $d_7$  (denominador en la expresión (26)), el valor del indicador  $\gamma_{D7}$  aumenta. Por otro lado, en los casos de avería el indicador también se ve afectado por este fenómeno. Sin embargo, en este caso, los armónicos amplificados por el arrancador coexisten con el de avería (armónico lateral inferior) en la señal wavelet considerada. El efecto conjunto de estos armónicos no tiene porqué ser aditivo, pudiendo llegar a ser parcialmente sustractivo, como muestra la mayor discrepancia que presenta el valor del indicador para los dos casos considerados (ver diferencia entre la opción rampa de tensión y opción rampa de tensión + limitación de corriente para el caso de motor con fallo). Además, nótese el valor superior del indicador respecto al que se presenta en arranque directo. La conclusión más evidente es que el uso de arrancador disminuye la sensibilidad del indicador de fallo, si bien todavía subsiste una clara diferencia entre el caso de motor sano y motor con avería, lo que confirma la validez de la metodología para diagnosticar la presencia del fallo en el rotor.

### 6.3.2. ANÁLISIS DE LOS RESULTADOS OBTENIDOS CON LA BANCADA 2 (ARRANCADORES OMRON, SIEMENS, SCHNEIDER Y ABB).

Un proceso similar al seguido con la anterior bancada se desarrolló con las señales obtenidas en la Bancada 2: una vez fueron capturadas las señales de corriente y transferidas al ordenador, se realizaron los análisis DWT de las mismas. Como en el caso previo, se hizo uso de la Wavelet toolbox del programa Matlab. Para la aplicación de la DWT, se consideraron los mismos parámetros que en los análisis anteriores (número de niveles de la descomposición de  $n=8$  y wavelet madre *dmeyer*). De forma análoga al caso previo, solamente se dibujarán las señales wavelet de alto nivel que cubren conjuntamente la banda de frecuencias en las que evoluciona el armónico lateral inferior durante el arranque. En una segunda fase, se procedió a calcular el indicador de severidad de fallo propuesto para todos los casos analizados.

Dado el gran número de señales a analizar, se implementó un algoritmo en Matlab para automatizar los análisis DWT: introduciendo una secuencia de 4 comandos (que el usuario podía modificar), se efectuaba cada análisis generando, para cada corriente de fase, las gráficas con las señales wavelet resultantes de la aplicación de la transformada DWT sobre las correspondiente señal de corriente. Posteriormente, el algoritmo calculaba el valor del indicador de cuantificación de fallo  $\gamma_{D7}$  para completar el anterior diagnóstico cualitativo del estado de la máquina.

#### **6.3.2.1. Análisis de los resultados con el motor sano (0 barras rotas)**

Se procede en esta sección a comentar los resultados obtenidos tras aplicar la metodología propuesta a las señales obtenidas con el motor en estado sano. Se comentarán las dos fases del método propuesto: primero, la fase cualitativa (basada en la detección de patrones de fallo) y luego la fase cuantitativa (basada en la computación del indicador de severidad de fallo).

##### *6.3.2.1.1 Análisis cualitativo*

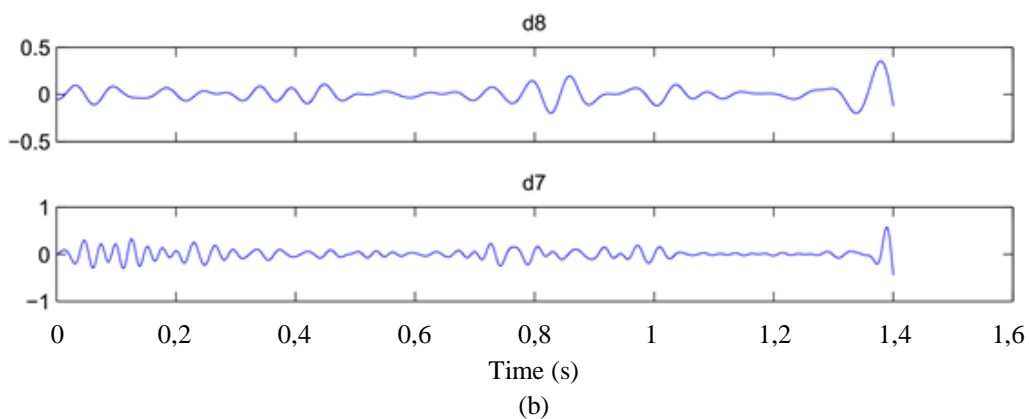
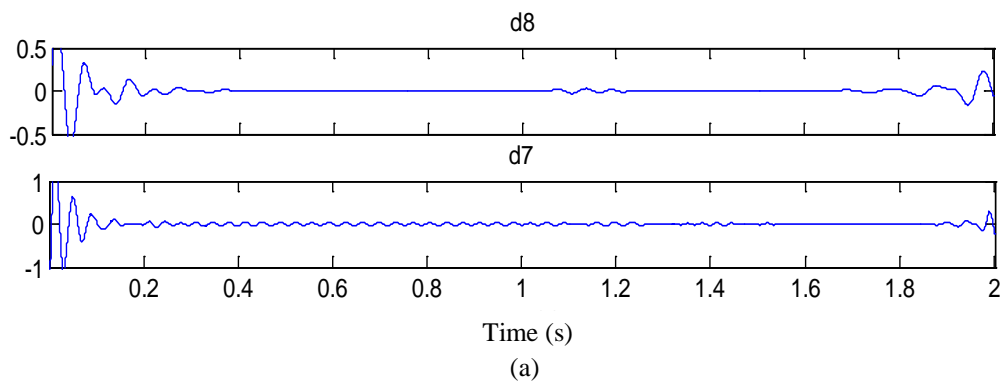
La primera conclusión que se extrae del estudio cualitativo de los análisis DWT de las 300 señales de corriente de arranque obtenidas para el motor en estado sano con los cuatro modelos de arrancador considerados (ABB, SIEMENS, OMRON y SCHNEIDER) son las reducidas amplitudes que presentan las señales wavelet de alto nivel ( $d_7$ ,  $d_8$  y  $a_8$ ), una vez se atenúan las oscilaciones iniciales debidas al transitorio electromagnético y al efecto de borde de la transformada.

A pesar de esto, y tal como ocurría en el caso del Arrancador SIEMENS SIKOSTART 3RW22, ensayado en la Bancada 1, se observa la presencia de pequeñas oscilaciones en las citadas señales wavelet, las cuales son claramente visibles y sustancialmente superiores a las que aparecen en el caso de arranque directo. Esto ocurre para todos los tipos de arrancador, si bien la magnitud de estas oscilaciones varía de un modelo a otro y también varía dependiendo de la fase monitorizada (si es controlada o no).



A título meramente ilustrativo, en la Figura 128 muestra las señales wavelet de alto nivel  $d_7$  y  $d_8$ , resultantes de la DWT de la corriente de arranque, para el caso de arranque directo del motor sano y para los casos de arranque del mismo motor mediante los 4 modelos de arrancadores ensayados en la Bancada 2 (con diferentes parámetros de configuración para cada uno de ellos, los cuales se especifican al pie de la figura). Se observa, en primer lugar, que las citadas señales wavelet  $d_7$  y  $d_8$  tienen una amplitud muy reducida en el caso de arranque directo (una vez atenuadas las oscilaciones iniciales debidas al transitorio electromagnético y al efecto de borde). Por contra, en todos los casos de arranque con arrancador, las oscilaciones en las citadas señales wavelet, si bien pequeñas, son sensiblemente mayores que las que aparecen en el caso de arranque directo. También se observa que dichas oscilaciones presentan diferentes amplitudes dependiendo del modelo de arrancador (son sensiblemente mayores para los arrancadores SIEMENS y ABB y bastante más reducidas para los arrancadores OMRON y SCHNEIDER a la vista de estos análisis concretos).

Estas consideraciones resultan relevantes ya que, como se ha visto, estas oscilaciones afectan a la energía de las señales wavelet y, por ende, influyen sobre la sensibilidad del indicador de fallo. A la vista de esta primera interpretación, se deduce que la sensibilidad del indicador de fallo se verá afectada por el modelo de arrancador empleado. En concreto, conviene destacar que de los 4 modelos de arrancador estático ensayados, el que menos oscilaciones adicionales introduce es el modelo OMRON, el cual es, de hecho, el único arrancador que controla las tres fases de alimentación durante el arranque.



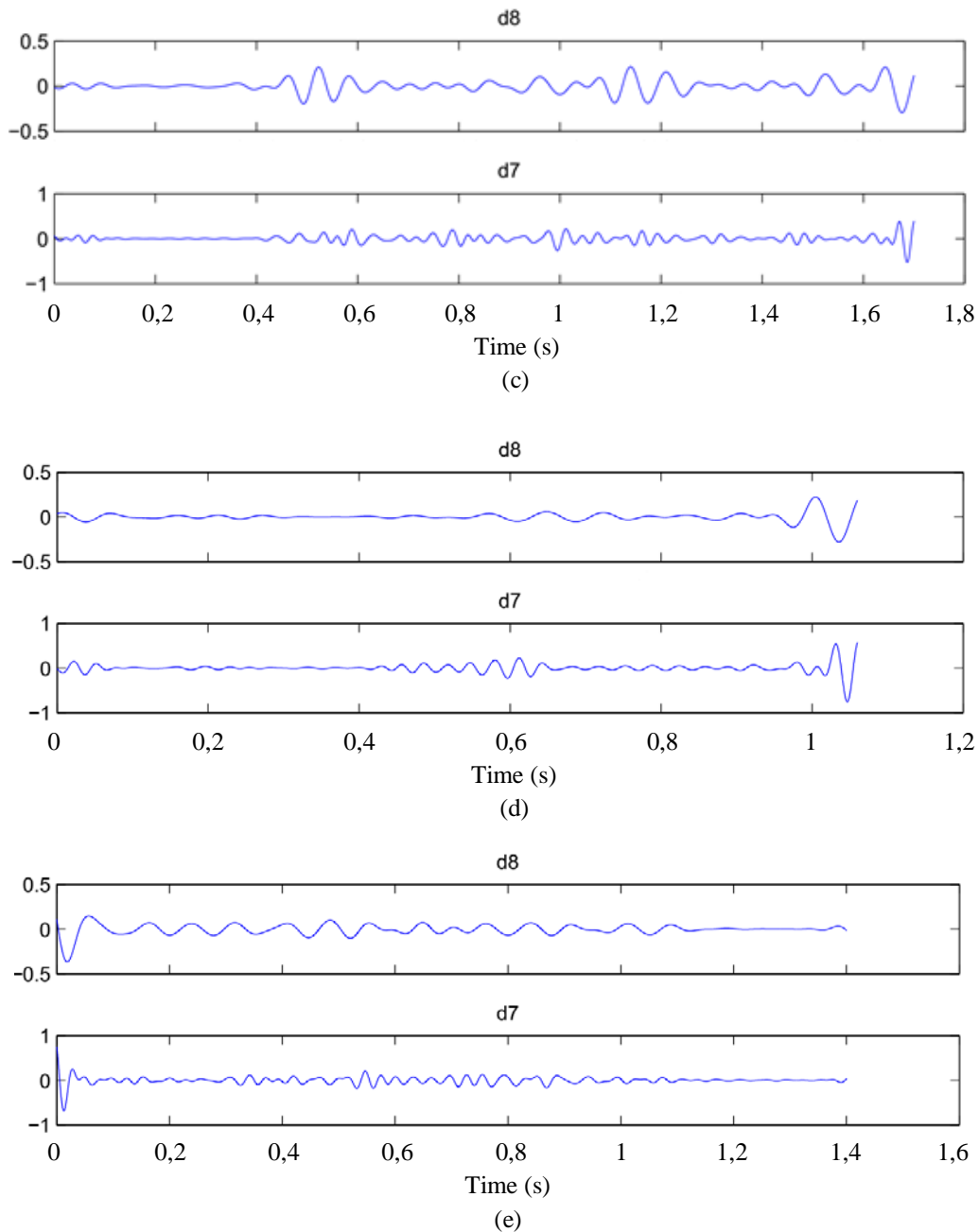


Fig.128. Señales de detalle  $d_7$  y  $d_8$ ; comparación entre los análisis para arranque directo y para el arranque con los 4 modelos de arrancador estático para el motor en estado sano (Bancada 2).  
a) Arranque Directo.  
b) Siemens ( $\approx 50\%$ , 1s).  
c) ABB ( $\approx 62\%$ , 2s).  
d) Omron ( $\approx 48\%$ , 3s).  
e) Schneider ( $\approx 40\%$ , 3,5s).

En cualquier caso, también resulta importante remarcar que las oscilaciones introducidas por los arrancadores presentan amplitudes bajas y que, además, el patrón característico de la presencia de barras rotas no aparece en ningún caso en las señales de detalle  $d_7$  y  $d_8$ , ya no solamente de los mostrados en la Figura 128, sino tampoco en ninguno de los análisis de las 300 señales analizadas para la condición de motor sano.

### 6.3.2.1.2 Análisis cuantitativo

Tras la interpretación cualitativa de los análisis DWT de las 300 señales obtenidas con la Bancada 2 para el motor en estado sano, con la consiguiente constatación de que el patrón de fallo estaba ausente, además de las otras consideraciones incluidas en el punto previo, se procedió a la computación del indicador de severidad de fallo a partir de los análisis de cada una de las 300 señales obtenidas.

Cabe recordar que, cuando existe rotura de barras, aparece el armónico lateral inferior, cuya evolución durante el arranque se refleja en las señales wavelet de alto nivel (que cubren la bandas de menor frecuencia), entre las que se encuentra la señal de detalle  $d_7$  (suponiendo el caso más común de  $f_s=5\text{kHz}$ ). El resultado del paso del armónico lateral a través de la banda de frecuencia cubierta por  $d_7$  es la aparición de dos ‘lóbulos’ o ‘grupos de oscilaciones’ en la citada señal wavelet: el primer lóbulo refleja el paso del armónico lateral inferior durante su descenso en frecuencia desde 50 Hz hasta 0 Hz, mientras que el segundo lóbulo refleja su paso por la banda durante su ascenso posterior en frecuencia desde 0 Hz hasta casi 50 Hz (ver Figura 105).

Usualmente, tal y como se mencionó en puntos previos (ver Figuras 103 y 105), el lóbulo que se emplea para el cómputo del indicador de fallo propuesto es el segundo lóbulo (o lóbulo derecho, según se observa a la citada señal). Como se comentó, esto se hace con el fin de evitar la posible influencia del transitorio electromagnético así como del efecto de borde de la transformada. Una vez localizado este lóbulo derecho (y, por tanto, localizadas las muestras inicial y final que lo definen), se procede al cálculo de su energía, que se expresa en términos relativos frente a la energía de la señal de corriente de arranque durante el mismo intervalo.

El problema es que, en el caso del motor sano, los mencionados “lóbulos” que forman parte del patrón de fallo no aparecen (o aparecen con amplitud muy reducida). Por tanto, resulta complicado determinar qué porción tomar de la señal de detalle  $d_7$  (y por tanto de la señal original de corriente) para el cómputo del indicador de fallo. De cara a resolver este problema, la opción que se ha adoptado finalmente (considerando una frecuencia de muestreo  $f_s = 5 \text{ kHz}$ ), a fin de mantener una coherencia con los casos en los que existe rotura de barras, es tomar la porción de la mitad derecha de la señal wavelet  $d_7$  que correspondería aproximadamente al intervalo que abarca el lóbulo cuando el fallo está presente.

En cualquier caso, se ha comprobado que si para calcular el indicador de fallo se considera la energía de toda la mitad derecha de la señal  $d_7$  (excluyendo las oscilaciones finales del “efecto frontera”), la variación proporcional del citado indicador es relativamente pequeña (respecto al valor que se obtiene si se considera solamente el lóbulo derecho).

Esto se ha probado computando el valor del indicador tomando diferentes intervalos de la segunda mitad de la señal  $d_7$ : al obtener el ratio entre la energía de los intervalos considerados y la de la señal total de corriente en los mismos intervalos, la variación del indicador de fallo no es significativa, incluyendo el caso en que se considera como intervalo toda la segunda mitad de la señal  $d_7$  (excluyendo el efecto de borde).

A título ilustrativo, la Tabla XXV muestra la comparación entre el valor del indicador de fallo en condiciones normales (considerando solamente el intervalo en el que el lóbulo derecho debe estar presente) con el valor del indicador si se considera toda la mitad derecha de la señal  $d_7$ . La Tabla se ha elaborado en base a cuatro ensayos escogidos aleatoriamente (uno para cada tipo de arrancador), si bien los resultados son análogos para otros muchos ensayos en los que también se efectuó esta comparación. La Tabla muestra como las variaciones en el valor del indicador de fallo no son significativas, estando, como máximo, en torno al 5%.

TABLA XXV  
EJEMPLO DE COMPARACION ENTRE LOS VALORES NORMALES  $\gamma_{D7}$  CON VALORES  $\gamma_{D7}$   
TOMANDO MITAD DERECHA DE LA SEÑAL  $d_7$

Modelo	Configuración arranque	Diferencia (%) del indicador tomando la mitad derecha $d_7$
OMRON	Rampa Tensión $\approx 72\%$ , Rampa Tiempo $\approx 3s$	0,62%
ABB	Rampa Tensión $\approx 47\%$ , Rampa Tiempo $\approx 12s$	5,3%
SIEMENS	Rampa Tensión $\approx 70\%$ , Rampa Tiempo $\approx 3s$	5,2%
SCHNEIDER	Rampa Tensión $\approx 30\%$ , Rampa Tiempo $\approx 1,5s$	1,66%

Hay que recordar que el diagnóstico final sobre el estado de la máquina se basa en la consideración conjunta del análisis cualitativo, basado en la identificación del patrón característico de fallo, y del análisis cuantitativo, basado en la computación del indicador de fallo  $\gamma_{D7}$ , y que los umbrales de este último, de cara a distinguir una condición de otra de la máquina, son aproximados.

Por tanto, las diferencias observadas en la tabla previa se puede considerar que no son significativas a la hora de ratificar o no el diagnóstico alcanzado cualitativamente y que, por tanto, el intervalo escogido dentro de la mitad derecha de la señal de detalle  $d_7$  para el cálculo de  $\gamma_{D7}$  cuando la máquina está sana, no es una decisión crítica.

Otra idea interesante que conviene remarcar es la que se ilustra en la Figura 129, en la que se comparan las formas de onda de las señales de corriente de arranque de los distintos modelos entre las tres fases de cada arrancador, para el caso del motor sano. También se efectúa la comparación con la forma de onda de la señal de corriente correspondiente a un arranque directo del mismo motor y condición. El objetivo es comprobar gráficamente, en relación con el arranque directo, tanto las distorsiones que introduce cada arrancador en las señales de corriente de cada fase que controlan mediante los tiristores (mientras no están puenteados hasta que se alcanza el régimen permanente), como los efectos que se producen en las fases no controladas.

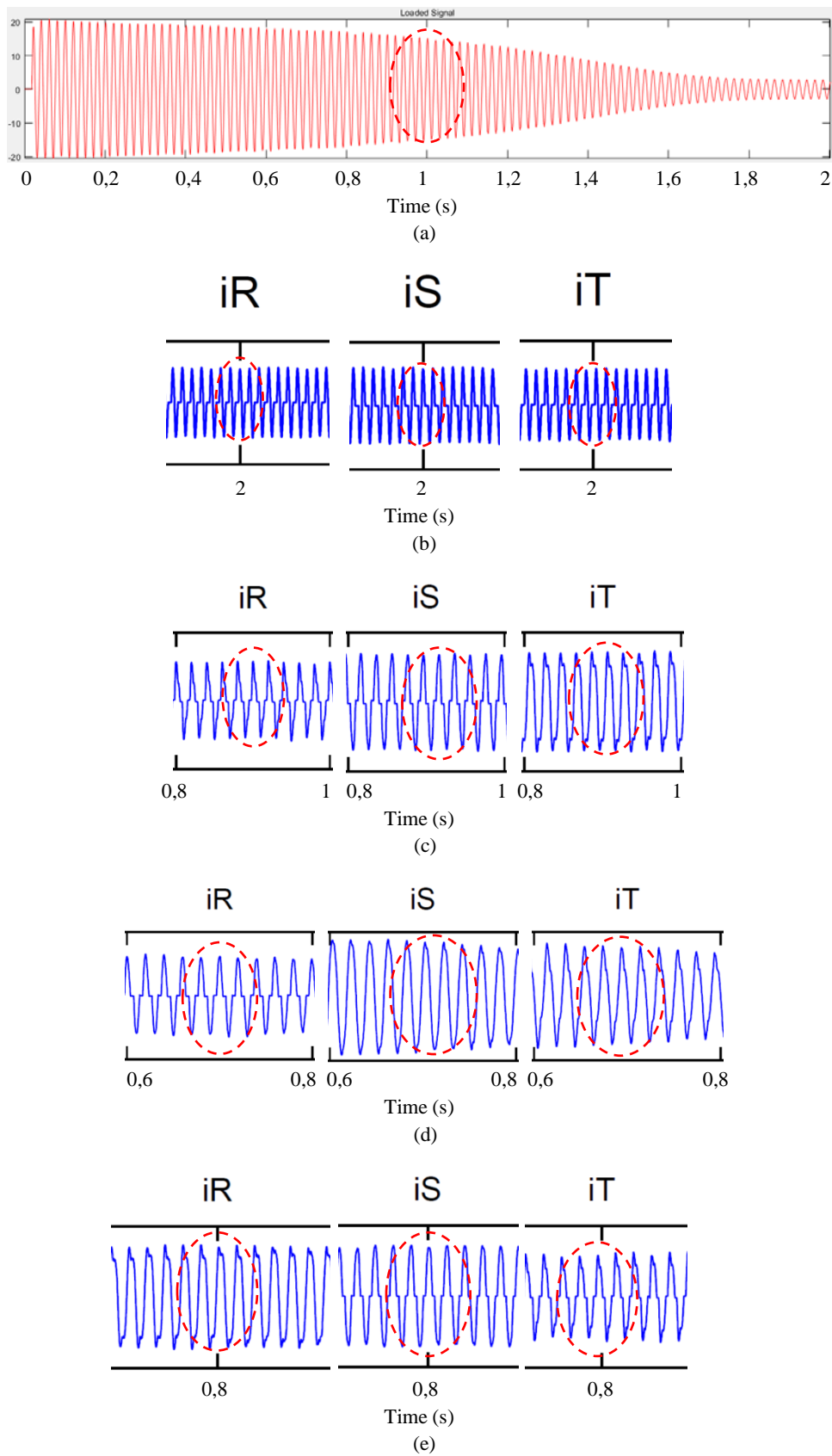


Fig.129. Formas de onda de las señales de corriente de arranque en cada fase para el caso de: Arranque Directo (a) y para los 4 modelos de arrancadores, (b) OMRON, (c) ABB, (d) SCHNEIDER, (e) SIEMENS

En la señal de la Figura 129 (a), correspondiente al arranque directo, se vislumbra una forma de onda sinusoidal y no se observa ninguna distorsión a lo largo del tiempo.

Sin embargo, en las señales de la Figura 129 (b), correspondientes al arrancador OMRON, se observa en las tres fases, al pasar por cero, un “escalón” característico de las conmutaciones de los tiristores y que nos confirma que, en este caso, las tres fases están controladas por el arrancador.

Estos escalones son distintos a los que aparecen en el caso del arrancador SCHNEIDER (Figura 129 (d)), con una fase controlada, y para los arrancadores ABB (Figura 129 (c)) y SIEMENS (Figura 129 (e)), con dos fases controladas; como se observa, en el caso del OMRON aparece un escalón por semiciclo, mientras que en el de ABB, SIEMENS y SCHNEIDER aparecen dos escalones por semiciclo. El motivo de esta diferencia es que, en el caso del OMRON, los tiristores disparan de forma asimétrica, es decir, en dos de las fases los tiristores disparan al comienzo del semiciclo positivo y en la otra, al comienzo del semiciclo negativo. Sin embargo, en los demás modelos, en cada fase controlada se dispara al comienzo de los dos semiciclos. Por otro lado, el disparo de los tiristores en una fase tiene repercusiones en las demás, ya que el sistema de corrientes deja de ser equilibrado y entre otras consecuencias, la amplitud de cada fase pasa a ser diferente, como se aprecia en los casos (c), (d) y (e).

Adicionalmente, como se apuntó en epígrafes precedentes, dependiendo del aumento de la rampa de tensión (es decir, de la disminución de la tensión inicial), para lograr las tensiones requeridas, los ángulos de disparo  $\alpha$  a partir de los cuales los tiristores empiezan a conducir deben incrementarse, haciéndolo, a su vez, el contenido en armónicos de tensión en relación a los que se producen en un arranque directo.

Por tanto, para cada arrancador, como resultado de la actuación de la lógica de control y del bloque de potencia, cuyo elemento principal son los tiristores, y en dependencia de la configuración y características de estos, además de incrementarse el contenido en armónicos en las tres fases, las mismas señales wavelet para cada fase cambian tanto en forma como en contenido de energía, incluso en el caso del OMRON que tiene las tres fases controladas.

A título de ejemplo, en la Figura 130 se consideran dos arranques con motor sano y configuraciones distintas de dos arrancadores (OMRON y SIEMENS); en la figura se comparan las señales wavelet  $d_7$  de las tres fases en cada arranque. En ellas se observa la diferente evolución de las amplitudes de los armónicos incluidos en dicha señal, según la fase de la que se trate. Debido a todas estas consideraciones expuestas, se ha optado por calcular el valor medio del indicador  $\gamma_{D7}$  entre las 3 fases en cada arranque ensayado.

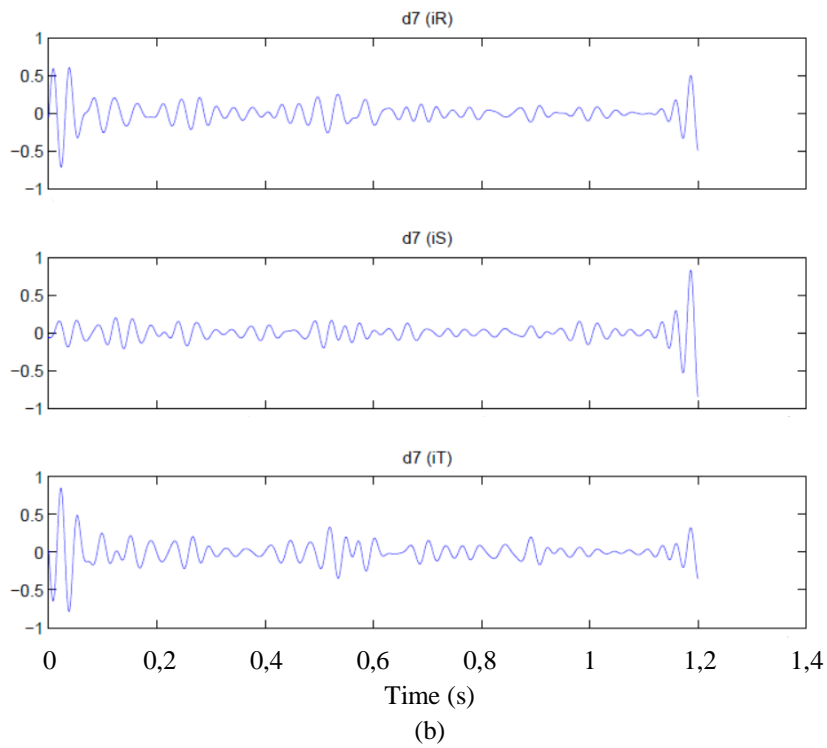
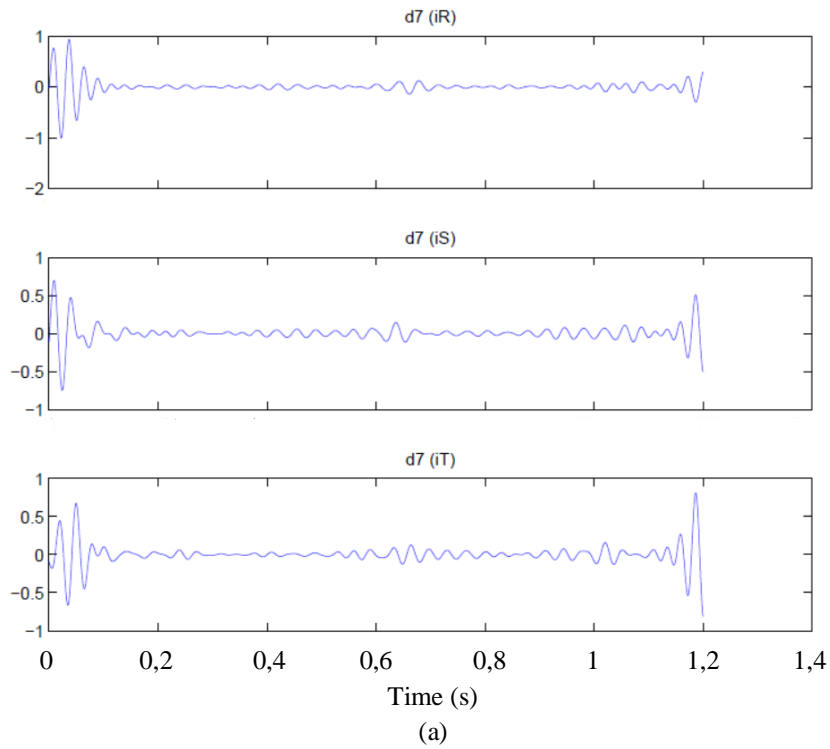


Fig.130. Señales de detalle  $d_7$  resultantes del análisis DWT de las corrientes de las fases R, S, T para dos modelos de arrancador estático. Arranques de un motor sano de 1,1 kW.  
 a) Arranque mediante arrancador OMRON.  
 b) Arranque mediante arrancador SIEMENS.

Los valores obtenidos del cuantificador de fallo  $\gamma_{D7}$  para la condición de motor sano confirman, por un lado, el diagnóstico mediante el análisis cualitativo en la gran mayoría de los casos, independientemente del modelo de arrancador empleado y de la configuración programada.

Por otro lado, tal y como se ha comentado, también se confirma la influencia del incremento de energía en las señales wavelet que incide disminuyendo el valor del indicador en estado sano (respecto al que se obtiene en arranque directo). Este hecho se produce, como se ha comentado previamente, principalmente por la introducción y el incremento en la amplitud (y por tanto de la energía), de ciertas familias de armónicos (especialmente, de la PSH indirecta), que están presentes en el funcionamiento normal del motor y que se amplifican cuando se utiliza el arrancador.

Sin embargo, conviene también apuntar que, como se refleja en los resultados de la Tabla XXVI, no todos los resultados son totalmente coherentes con los análisis cualitativos; además, si se efectúa la comparación entre los distintos modelos de arrancador, los valores del indicador muestran diferencias, que en algunos casos son significativas. Este hecho ocurre incluso para arrancadores de características nominales muy similares y mismo esquema del circuito de potencia, como son el ABB y el SIEMENS, por las razones expuestas a lo largo de este epígrafe.

TABLA XXVI  
VALORES DE  $\gamma_{D7}$ . CONDICION 0 B.R. (MOTOR SANO)

	MEDIA TOTAL	MEDIA DIAGNOSTICO MOTOR SANO (>40 dB)	MEDIA DIAGNOSTICO MOTOR CON FALLO (<40 dB)	DIFERENCIA PROPORCIONAL MEDIAS DIAGNOSTICO CON FALLO Y SANO	PORCENTAJE DIAGNOSTICOS MOTOR SANO	PORCENTAJE DIAGNOSTICOS MOTOR CON FALLO
<b>ABB</b> PSR3600700	<b>41,34</b>	42,25	36,56	13%	84%	16%
<b>SCHNEIDER</b> ATS01N109FT	<b>40,86</b>	43,02	34,01	21%	76%	24%
<b>SIEMENS</b> 3RW30	<b>38,44</b>	41,11	37,59	9%	24%	76%
<b>OMRON</b> G3JT405BL	<b>49,14</b>	49,14	-	-	100%	0%

En la Tabla XXVI, la columna “Media Total” es la media de todos los valores medios entre las tres fases para cada arranque y modelo de arrancador (motor sano). Se observa que, excepto el arrancador OMRON, el resto de modelos mantienen valores cercanos a  $40\text{ dB}$ , que es el valor aproximado de indicador establecido empíricamente por encima del cual, si se confirma la ausencia del patrón característico de fallo en forma de “ $\Lambda$ ” mediante el análisis cualitativo, podemos establecer que no existe un fallo incipiente en la jaula del rotor. En el caso del arrancador OMRON, la media total para el motor sano queda muy por encima que la del resto de arrancadores, lo cual en principio nos revela que la cantidad de armónicos que este modelo introduce en la banda de frecuencias de la señal wavelet  $d_7$ , es inferior a los que introducen el resto de modelos. De hecho, este valor se aproxima mucho al límite aproximado que se toma como referencia en el caso del arranque directo, que es de unos  $50\text{ dB}$ .



Es interesante comentar que los arrancadores más utilizados en el ámbito industrial, (sobre todo los que accionan grandes motores), son los que controlan las tres fases, como es el caso del modelo OMRON utilizado en estos experimentos. Por tanto, resulta positivo observar que el indicador de fallo en estos modelos se ve menos influenciado por la amplificación de armónicos que en otros modelos.

Por otro lado, en la Tabla también se efectúa un estudio de la fiabilidad que tendría la metodología, si se considerara un valor umbral de fallo para el indicador de unos 40 dB (umbral de separación entre motor sano y averiado). Así, una vez computado el indicador para todos los casos ensayados en motor sano se procedió a ver aquellos en los que el valor medio del indicador para las tres fases quedaba por encima de 40 dB (en estos casos, pues, el indicador diagnosticaría correctamente el motor como sano, según el umbral considerado); por otro lado, también se procedió a contar aquellos casos en los que, estando el motor sano, el indicador daba por debajo del umbral de fallo considerado (serían casos en los que el indicador da un diagnóstico erróneo de la avería).

En este sentido, en la columna “Media Diagnostico Motor Sano (>40 dB)” se especifican la medida de todos los casos en ensayados en los que el indicador daba por encima de 40 dB (por tanto, proporcionaba un diagnóstico correcto), mientras que la columna “Media Diagnostico Motor Con Fallo (<40 dB)” da la media para aquellos casos en los que el indicador daba por debajo de 40 dB (el indicador daría, en estos casos, un diagnóstico erróneo de la condición del motor, siempre según este umbral). Como complemento de ambas, la columna “Diferencia Proporcional Medias Diagnóstico con Fallo y Sano” refleja las diferencias porcentuales entre las dos anteriores columnas, es decir, entre las medias de los diagnósticos negativos y los falsos positivos en cuanto al estado de fallo del motor se refiere. Conviene destacar que la mayor diferencia entre ambos casos corresponde al arrancador SCHNEIDER con un 21% y que en el caso del OMRON esa diferencia no existe, ya que no hubo ningún falso positivo de los 25 arranques analizados, si se considera este umbral. Lógicamente, diferencias porcentuales más pequeñas implican que los valores por debajo de 40 dB están más próximos a ese valor y por tanto el error cometido es menor.

Finalmente, las columnas “Porcentaje Diagnósticos Motor Sano” y “Porcentaje Diagnósticos Motor con Fallo” representan el porcentaje de motores diagnosticados correctamente como sanos y el porcentaje de motores diagnosticados incorrectamente como averiados, respectivamente, siempre según el umbral considerado de 40 dB. Se observa que, excepto en el modelo SIEMENS, para el resto de modelos, los valores medios de  $\gamma_{D7}$  presentan porcentajes de acierto en el diagnóstico por encima del 75%, destacando de nuevo el OMRON, con un 100% de valores medios de  $\gamma_{D7}$  por encima de 40 dB y por tanto coherentes con el estado de la máquina.

En cuanto a los resultados obtenidos con el modelo SIEMENS (76% de errores), como se mostrará en los siguiente epígrafes en los que se comentan los análisis del motor con 1 y 2 barras rotas, los resultados del indicador para este mismo arrancador siguen una clara tendencia hacia la baja según aumenta el grado de avería y que es coherente con los resultados obtenidos con el motor sano.

Este hecho sugiere, como se ha venido apuntando a lo largo de este capítulo, que el valor límite establecido (40 dB para arranques mediante arrancador estático), es aproximado y que habría que establecer un umbral de fallo en cierto modo adaptado al tipo de arrancador que se estuviera empleando. En cualquier caso, la solución más efectiva a la hora de hacer un diagnóstico fiable, es el estudio de la evolución tanto del indicador de fallo como de la claridad con la que aparece el patrón de fallo en las señales wavelet para un mismo motor y arrancador.

### **6.3.2.2. Análisis de los resultados para el motor con 1 y 2 barras rotas.**

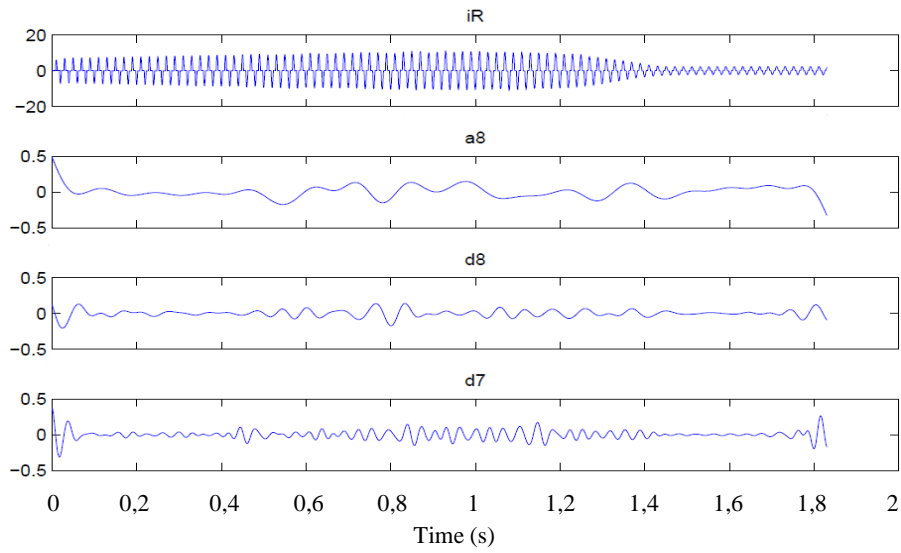
Se procede en esta sección a comentar los resultados obtenidos tras aplicar la metodología propuesta a las señales correspondientes al motor con una y dos barras rotas. Como en la sección previa, se comentarán las dos fases del método propuesto: primero, la fase cualitativa (basada en la detección de patrones de fallo) y luego la fase cuantitativa (basada en la computación del indicador de severidad de fallo).

#### *6.3.2.2.1. Análisis cualitativo*

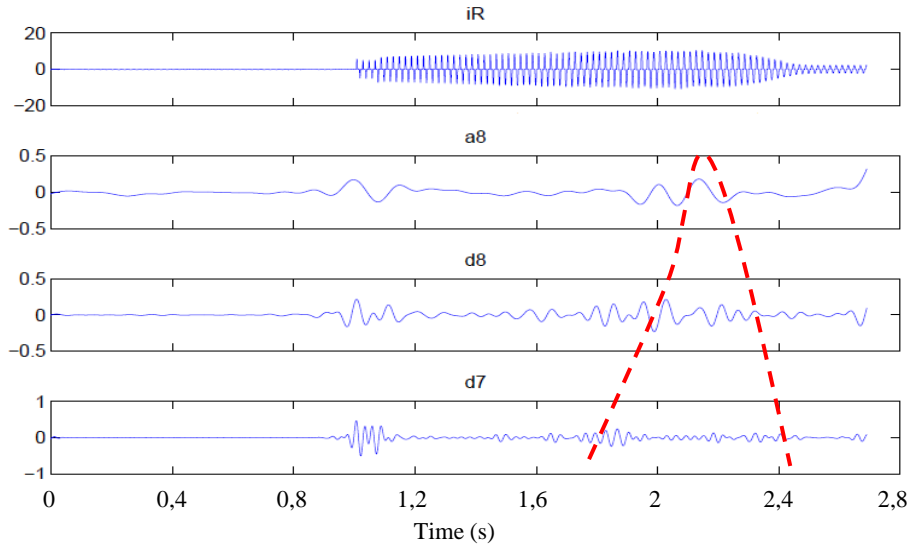
En el presente epígrafe se mostrará como a medida que el fallo va evolucionando, es decir, el número de barras rotas se incrementa, en determinadas señales wavelet se aprecian oscilaciones características que van dibujando un patrón que indica la presencia del fallo y que no aparece cuando el motor está sano. Este patrón, como se ha comentado con detalle a lo largo de la tesis, es causado por la evolución en frecuencia del armónico lateral inferior asociado a la avería durante el arranque, el cual va atravesando las bandas de frecuencia asociadas a las distintas señales wavelet.

En las diferentes figuras que se irán mostrando, se representa el análisis DWT de las señales de corriente de arranque de diferentes casos testeados. Se dibujarán solamente las señales wavelet de alto nivel, que es en las que este armónico está presente. Las gráficas mostradas permitirán ver la dependencia de la forma del patrón con respecto al tipo de arrancador empleado, así como de los parámetros de arranque. También se podrá analizar la mayor o menor presencia de ruido en cada caso.

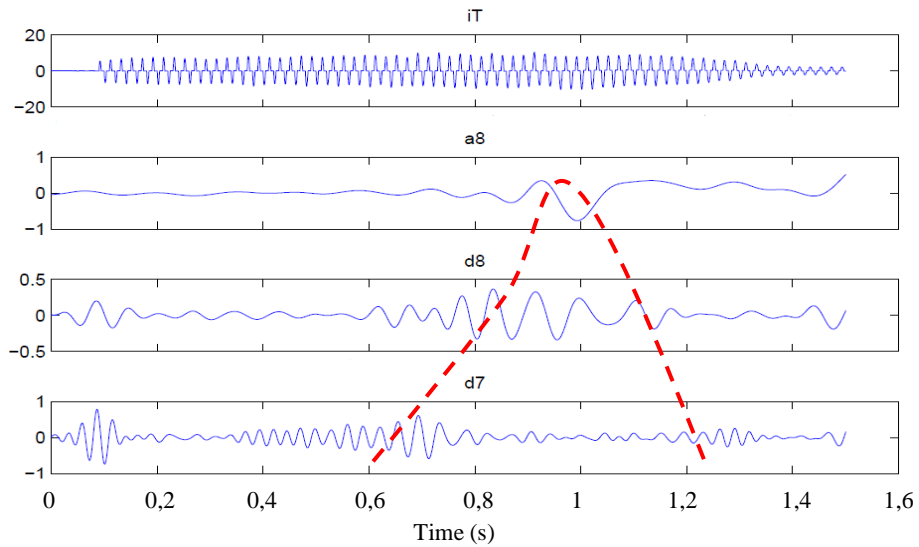
La Figura 131 recoge las señales wavelet resultantes de la DWT para el caso de un arranque con el arrancador SIEMENS (configuración Arranque:  $\approx 30\%$ , 4s), para diferentes niveles de fallo y considerando el análisis de la corriente en la fase controlada.



(a)



(b)



(c)

Fig.131. Señales DWT de la corriente de arranque con el arrancador SCHNEIDER ( $\approx 30\%$ , 4s) para:  
 (a) motor con 0 Barras Rotas (fase Controlada), (b) 1 Barra Rota (Fase Controlada),  
 (c) 2 Barras Rotas (fase Controlada)

Como se puede observar, en la Figura 131 (a) (ninguna barra rota), únicamente aparecen las oscilaciones propias de las perturbaciones que introduce el arrancador. Sin embargo, en la Figura 131(b) (motor con una barra rota), comienza a distinguirse el patrón característico del fallo que dibuja la evolución del armónico lateral inferior (*LSH*) en las señales *a8*, *d8* y *d7*, aunque no con la claridad con la que aparece en arranque directo (hay que destacar que la gráfica tiene una escala ampliada para poder comparar con el caso de dos barras rotas). Asimismo, son claramente observables las oscilaciones que introduce el arrancador en las señales wavelet.

Por su parte, en la Figura 131 (c) (motor con dos barras rotas), el patrón de fallo se distingue con mayor claridad y sus oscilaciones características también son de mayor amplitud. Hay que recordar en cualquier caso, que la amplitud del *LSH* (y por tanto su mayor o menor presencia entre 0 y 50 Hz) depende directamente del valor del deslizamiento en cada momento.

Los arrancadores estáticos, mediante las sucesivas conmutaciones de los tiristores, a la vez que introducen y amplifican ciertos armónicos, modifican la tensión que llega al motor, incrementándola desde un valor inicial de manera progresiva a lo largo del arranque, hasta llegar al valor de tensión que suministra la red, cuando se puentean los tiristores. Como consecuencia, se modifica la evolución en el tiempo que sigue el deslizamiento, en comparación con el que tendría en un arranque directo y alterando también la apariencia del patrón en “ $\Lambda$ ”.

En la Figura 132 se muestran las señales wavelet resultantes de la DWT de la corriente de arranque de una de las fases no controladas, correspondientes al modelo SCHNEIDER, para la condición del motor con dos barras rotas y misma configuración para el arranque que en el caso de la Figura 131. En este caso, también se aprecia el patrón que dibujan a lo largo del tiempo las componentes en frecuencia asociadas al *LSH* en las señales wavelet. En la señal *d7* ampliada, representada en esta misma figura, se han señalado con línea discontinua roja los lóbulos característicos que aparecen en esa banda de frecuencias cuando el fallo está presente.

Como se explicó en epígrafes anteriores, el intervalo temporal en el que aparece el lóbulo derecho, debido a su mayor contenido en energía y a la menor influencia del transitorio electromagnético, es el que se empleará para el cálculo del indicador de fallo; debido a ello, es importante que éste se pueda distinguir claramente en el análisis cualitativo, independientemente de si la fase es controlada o no. Precisamente, a fin de visualizar más claramente, el cambio de la señal *d7* con respecto a la condición del motor, en la Figura 133 se muestran, de arriba abajo, las señales *d7* ya mostradas en la Figura 131.

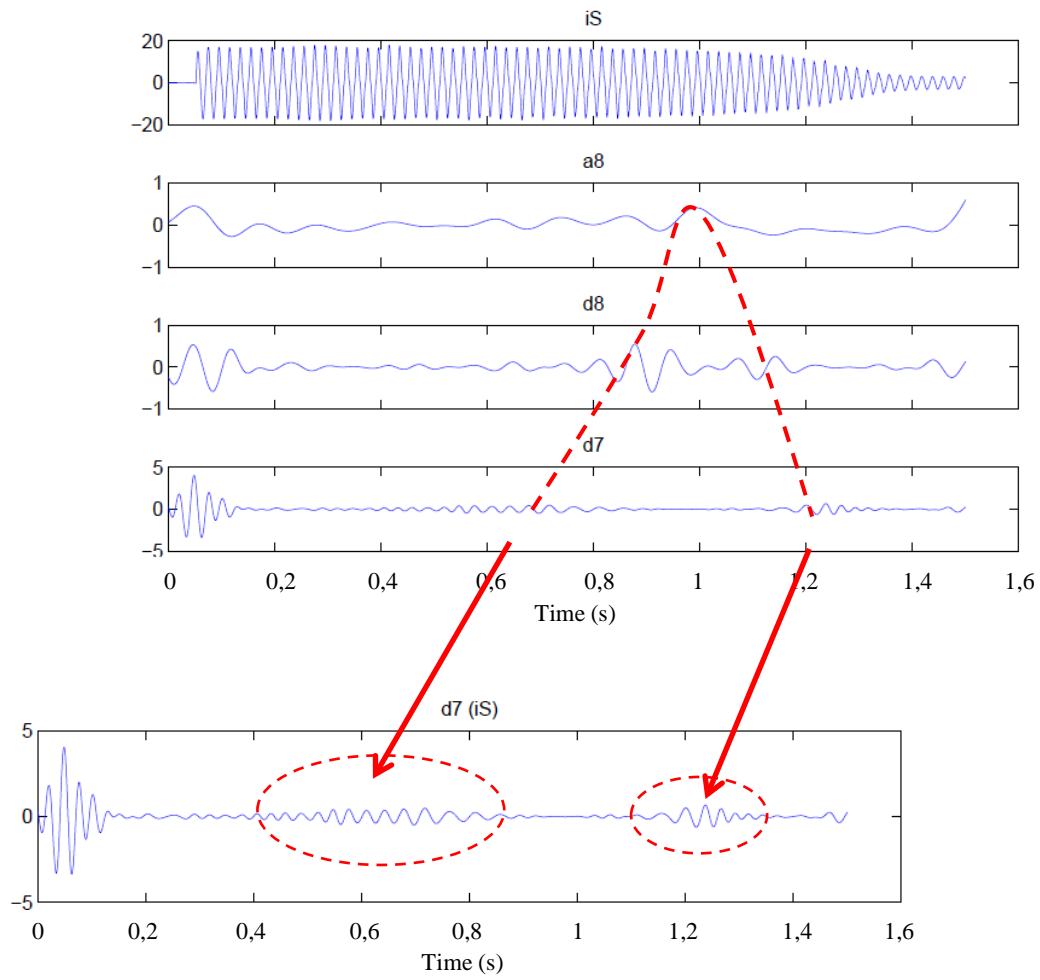
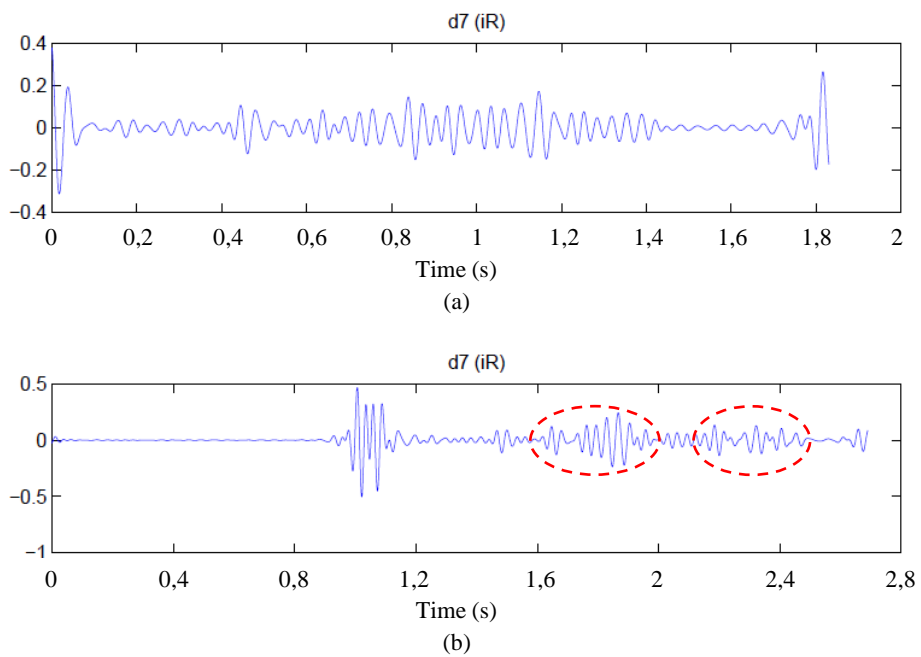


Fig.132. Ejemplo ídem al de la Figura 131 pero en este caso en una fase no controlada.



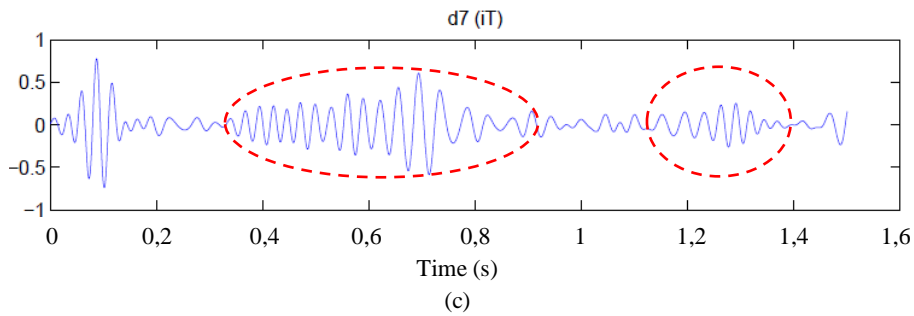
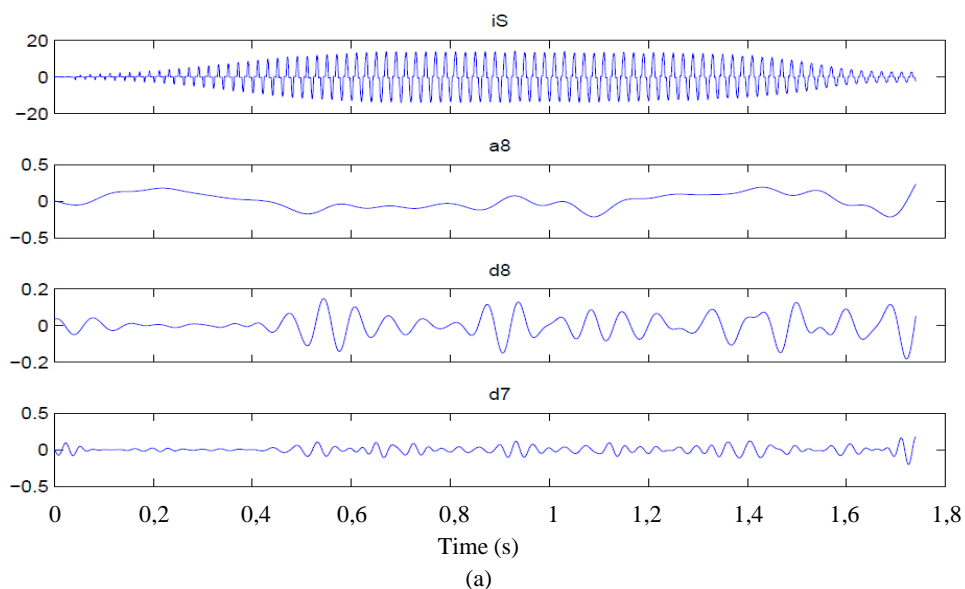


Fig.133. Evolución del patrón de fallo en las señales  $d_7$  extraídas de la Fig.131:  
 (a) 0 Barras Rotas. (Fase Controlada),  
 (b) 1 Barra Rota. (Fase Controlada),  
 (c) 2 Barras Rotas. (Fase Controlada)

Cabe destacar que los dos grupos de oscilaciones características con mayores amplitudes ('lóbulos'), relacionadas con la presencia del fallo, empiezan a distinguirse en la gráfica de la Figura 133 (b), y ya en la gráfica de la Figura 133 (c) se aprecian con mayor claridad y amplitud.

Por su parte, el indicador de fallo en los casos de la Figura 133 (a) y (b) (en el caso (b), se situó por debajo de los  $40 \text{ dB}$ ), ofrecieron valores muy similares ( $-2,5\%$  de diferencia), lo cual está de acuerdo con la apreciación con mayor claridad de las oscilaciones características del fallo en el lado izquierdo de la gráfica de la Figura 133 (b). Sin embargo, al comparar los indicadores de fallo correspondientes a las gráficas de las Figuras 133 (b) y (c), la diferencia aumentó hasta casi un  $15\%$  (también por debajo de  $40 \text{ dB}$ ), lo cual está así mismo en consonancia con lo que se aprecia gráficamente, corroborando el diagnóstico de fallo en el caso (c), tanto por el método cualitativo como por el cuantitativo.

Por otro lado, la Figura 134 es similar a la Figura 131 pero en este caso el modelo de arrancador utilizado es el ABB.



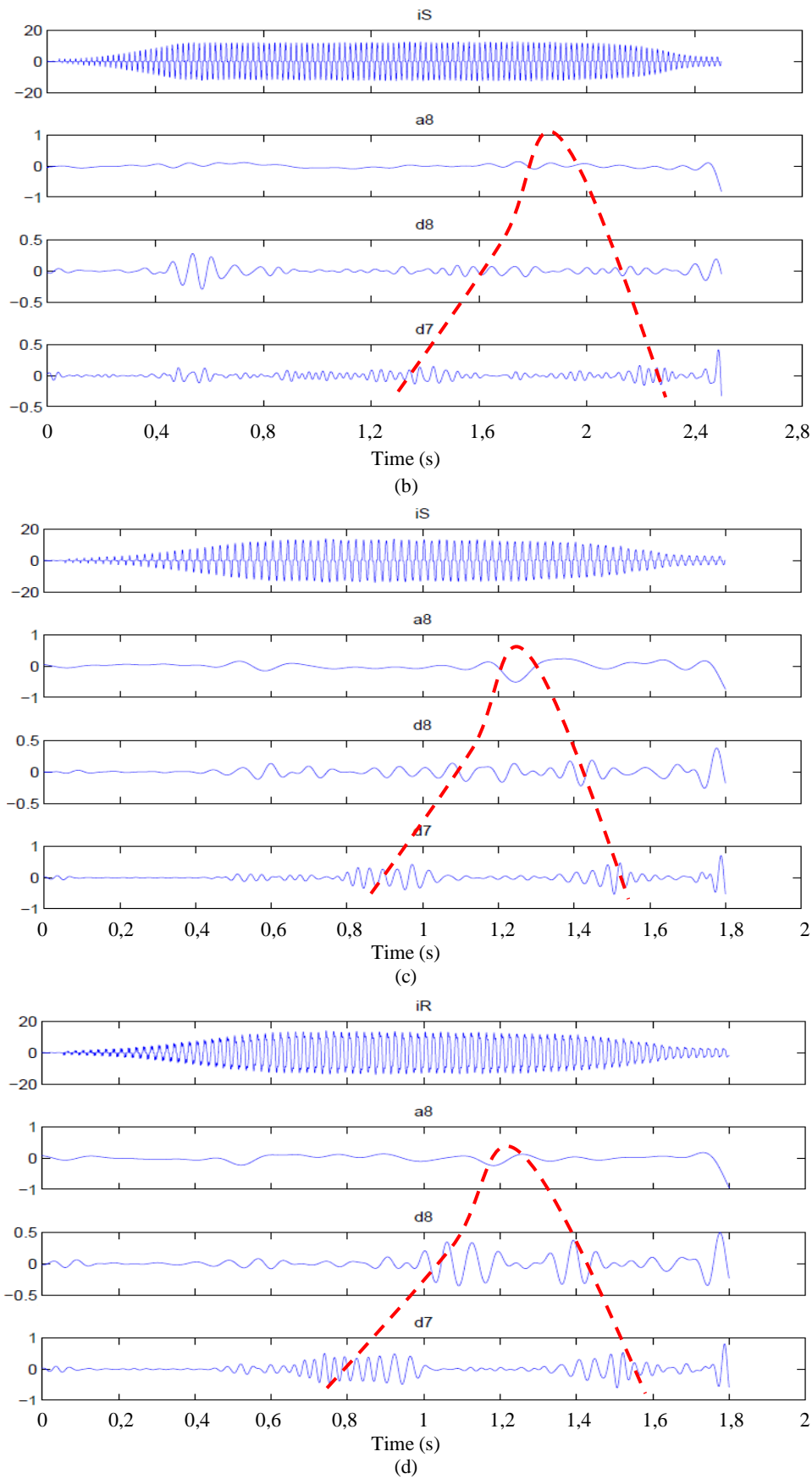


Figura 134. Señales DWT de la corriente de arranque con el arrancador ABB ( $\approx 70\%$ , 10s) para: (a) motor con 0 Barras Rotas (fase Controlada), (b) 1 Barra Rota (Fase Controlada), (c) 2 Barras Rotas (fase Controlada); d) 2 Barras Rotas (fase No Controlada).

A la vista de la Figura 134, se observa que, al igual que ocurría en el caso del modelo SCHNEIDER, el patrón de fallo comienza a distinguirse cuando existe una barra rota (Figura 134 (b)). Conviene notar, a efectos de comparación, que en la Figura 134 (b), la escala de la señal  $d_8$  es más del doble que la de la misma señal en la Figura 134 (a).

Por otro lado, en la Figura 135, se comparan las evoluciones de las señales de detalle  $d_7$  de las gráficas de la Figura 134, correspondientes a los arranques con el modelo ABB.

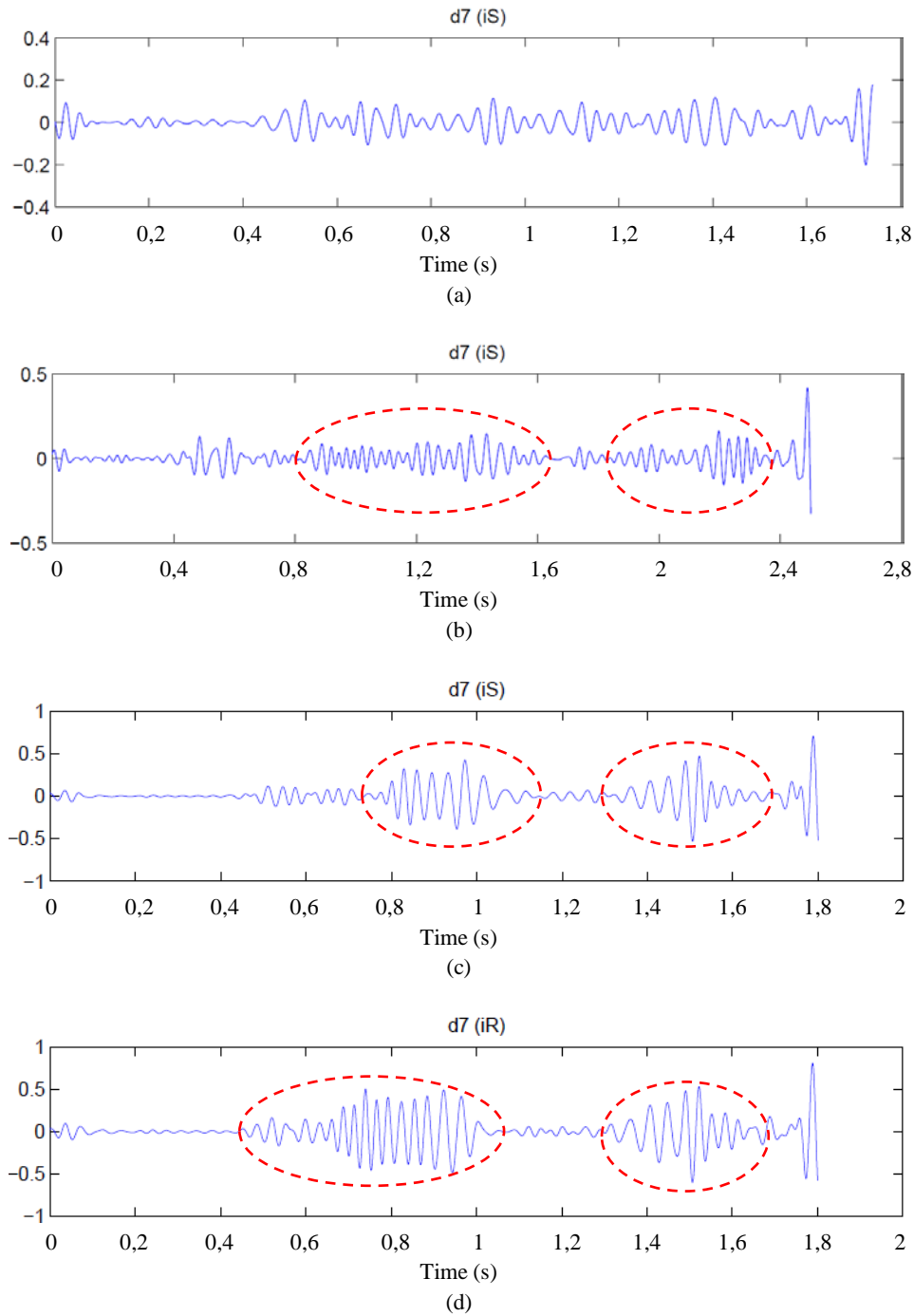


Fig.135. Evolución del patrón de fallo en las señales  $d_7$  extraídas de la Fig.134:  
 (a) 0 Barras Rotas. (Fase Controlada), (b) 1 Barra Rota. (Fase Controlada),  
 (c) 2 Barras Rotas. (Fase Controlada), (d) 2 Barras Rotas. (Fase No Controlada)

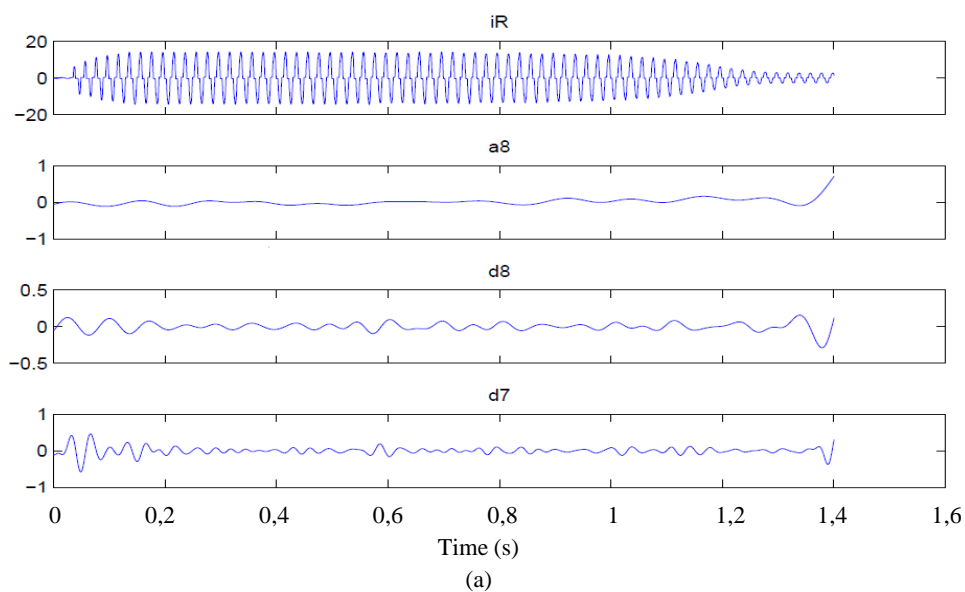


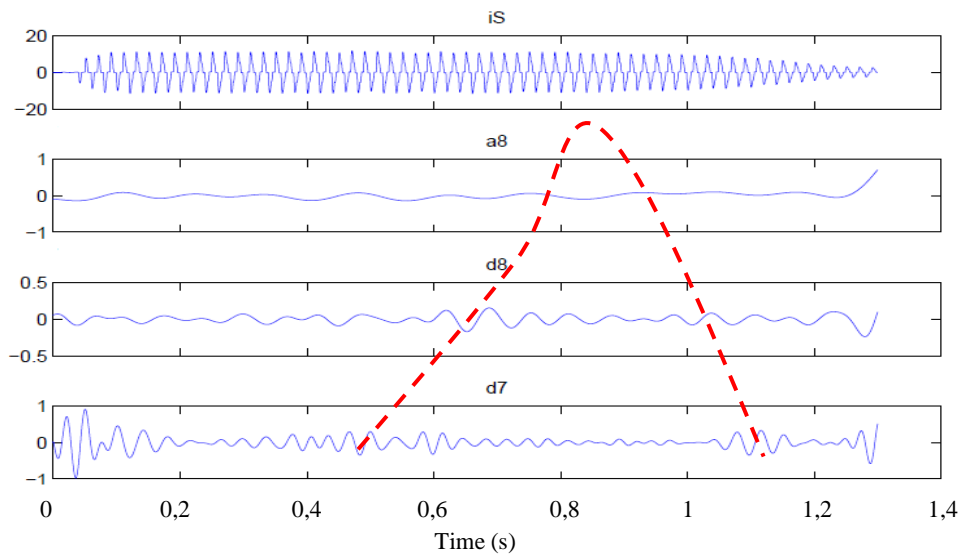
Nuevamente, en las gráficas de la Figura 135 se aprecia con más claridad cómo van aumentando las amplitudes de las oscilaciones que constituyen el patrón de fallo, dentro de la banda de frecuencias que abarca la señal wavelet  $d_7$ , independientemente de que se trate de una fase controlada (Figura 135 (c)) o la única fase no controlada de este modelo (Figura 135 (d)).

En lo que se refiere a los indicadores de fallo, en el caso de la Figura 135 (a) el valor se mantuvo por encima de los  $40 \text{ dB}$ , mientras que en el de la Figura 135 (b) se situó ligeramente por debajo de ese nivel, con una diferencia porcentual entre ambos casos superior al  $6\%$ . Más significativa es la diferencia entre el caso de la Figura 135 (b) y el de la Figura 135 (c), con un decremento de más del  $22\%$ . Si la comparación se efectúa entre el caso de la Figura 135 (a) y de la Figura 135 (c), la diferencia asciende a más del  $27\%$ . En lo que respecta al caso de la Figura 135 (d) (Fase No Controlada), se pueden aplicar idénticos comentarios que en el caso de la Figura 135 (c), pues la diferencia entre ambos es apenas un  $2,5\%$ .

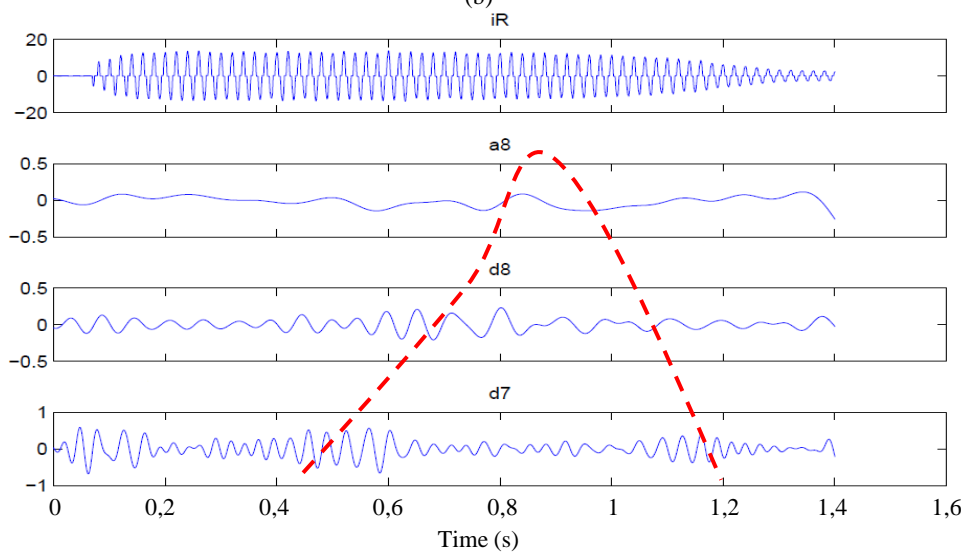
Por tanto, al igual que ocurría con el modelo SCHNEIDER, los indicadores tanto cualitativos como cuantitativos son acordes a la correspondiente condición de la máquina. Resulta especialmente reseñable la claridad de los indicadores para el caso de dos barras rotas, que se puede considerar un estado todavía temprano de la avería en un rotor compuesto por 28 barras.

Si se procede con el modelo SIEMENS de forma similar a como se ha efectuado en los modelos ABB y SCHNEIDER, se obtienen resultados equivalentes. Así, en la Figura 136, se comparan las gráficas de las señales DWT de la corriente de arranque para el motor arrancado con el arrancador SIEMENS, de forma similar a como se hacía en las Figuras 131 y 134 para los dos modelos de arrancador ABB y SCHNEIDER.

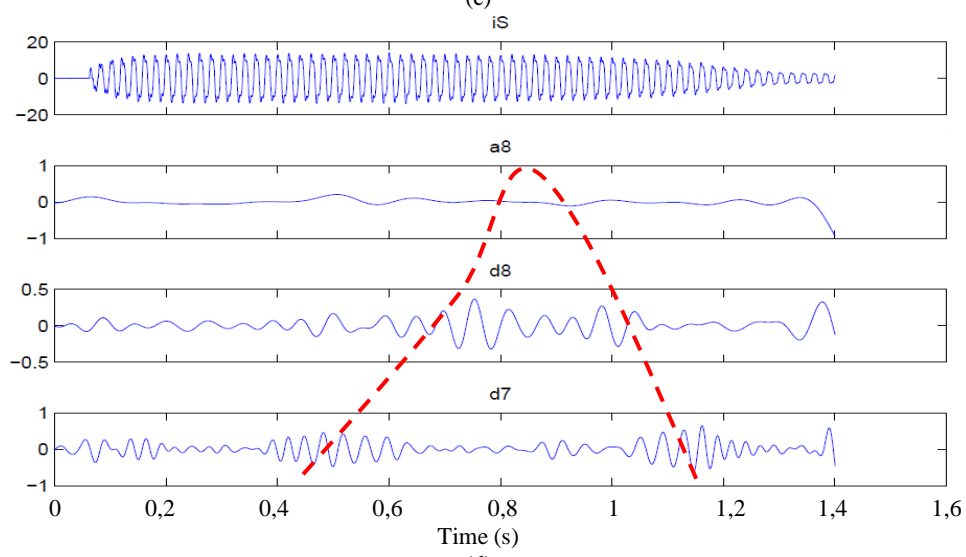




(b)



(c)



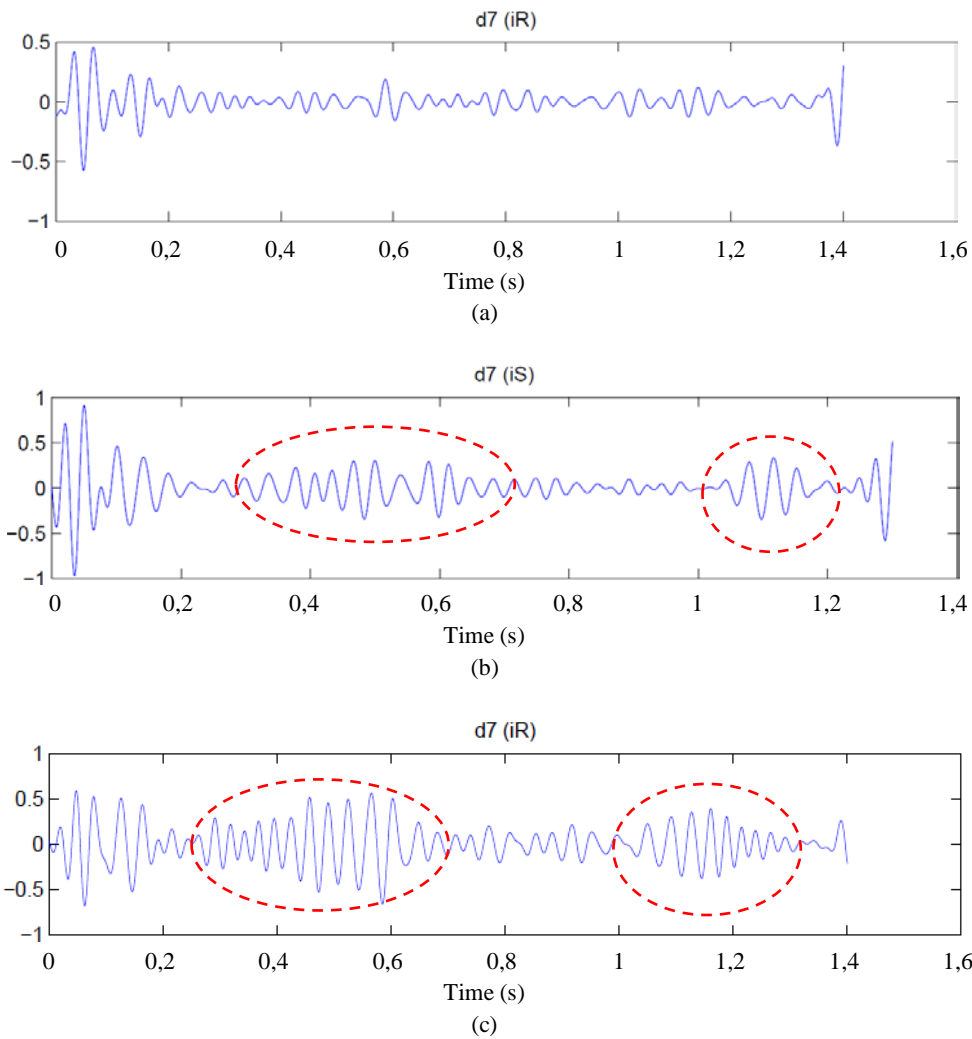
(d)

Figura 136. Señales DWT de la corriente de arranque con el arrancador SIEMENS ( $\approx 70\%$ , 10s) para:  
 (a) motor con 0 Barras Rotas (fase Controlada), (b) 1 Barra Rota (Fase Controlada),  
 (c) 2 Barras Rotas (fase Controlada), (d) 2 Barras Rotas (fase No Controlada).

Hay que reseñar que los arranques se han configurado con los mismos parámetros (70%, 10s) que en los ejemplos anteriores con el modelo ABB, ya que ambos son modelos con características nominales así como circuitos de potencia parecidos. Adicionalmente, también se pretenden comparar los resultados entre ambos.

Al igual que con los dos anteriores modelos, el patrón de fallo no aparece en ningún caso cuando no existe rotura de barras (Figura 136 (a)) y se distingue levemente con una barra rota (Figura 136 (b)). De forma similar, con dos barras rotas (Figura 136 (c)), el patrón característico de fallo en forma de “Λ” aparece con mayor claridad, debido al incremento en la amplitud de las oscilaciones generadas por el *LSH* a lo largo del tiempo.

En la Figura 137, se comparan las evoluciones de las señales de detalle  $d_7$  de las gráficas de la Figura 136, obtenidas con el modelo SIEMENS.



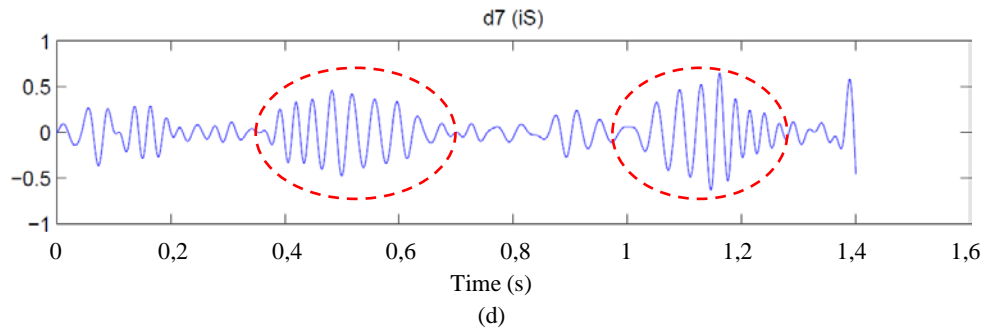


Fig.137. Evolución del patrón de fallo en las señales  $d_7$  extraídas de la Fig.136:

- (a) 0 Barras Rotas. (Fase Controlada),
- (b) 1 Barra Rota. (Fase Controlada),
- (c) 2 Barras Rotas. (Fase Controlada),
- (d) 2 Barras Rotas. (Fase No Controlada)

De nuevo, al igual que ocurría en los análisis efectuados con los dos modelos anteriores, se observa un incremento en las oscilaciones características en la señal  $d_7$  a medida que se incrementa el nivel de fallo en el rotor.

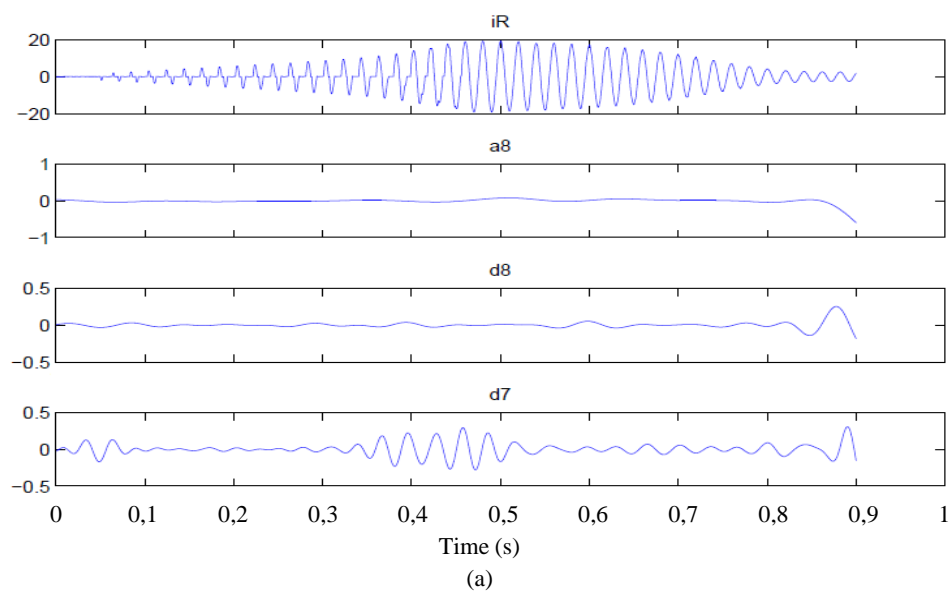
En cuanto al indicador de fallo  $\gamma_{D7}$ , se observa que, al comparar el valor del indicador entre el caso de la Figura 137 (a) (Motor Sano) y el de la Figura 137 (b) (una Barra Rota), la diferencia es de casi un 31%, (estando el valor del indicador, en el caso de la Figura 137 (a), por encima de 40 dB y en el de la Figura 137 (b), por debajo). El resto de casos, incluido el de la Figura 137 (d) (dos Barras Rotas y Fase No Controlada), presentan diferencias muy similares ( $\approx 30\%$  - 31%) con respecto al de la Figura 137 (a). Por tanto, en todos los casos con presencia de fallo se observa una disminución significativa respecto al valor del indicador cuando no hay rotura de barras. Esto está en sintonía con las conclusiones de los análisis cualitativos.

Al comparar más detalladamente los resultados de las Figuras 136 y 137 con los obtenidos con el modelo ABB, se observa que el transitorio de arranque (intervalo hasta que se alcanza el régimen permanente) tiene mayor duración con el arrancador ABB que con el modelo SIEMENS (ver escala temporal de los gráficos). Este hecho confirma que, a pesar de la similitud entre las características nominales, constructivamente (bloques de potencia y control) cada modelo es distinto, teniendo sus propias particularidades. Como se ya se ha comentado, estas diferencias van a incidir en las componentes en frecuencia adicionales que va a amplificar cada arrancador durante el arranque y por tanto, en las oscilaciones que aparecen en las señales wavelet.

En consecuencia, este hecho también va a tener una incidencia en los valores del indicador. De hecho, si se comparan los dos modelos comentados (ABB y SIEMENS), las diferencias entre los valores medios del indicador (incluyendo las 3 fases), son del 8%, 14% y 9% para los casos de 0, 1 y 2 barras rotas, respectivamente.

Finalmente, en la Figura 138, se comparan las señales wavelet, resultantes de la DWT de la corriente de arranque, para las distintas condiciones del motor, pero en este caso cuando el motor se arranca con el arrancador modelo OMRON. Por otro lado, en la Figura 139 se muestran las mismas señales wavelet para la condición de motor con dos barras rotas, si bien utilizando una duración de rampa diferente, con el objeto de ofrecer una comparación adicional. Cabe recordar que este modelo es el más parecido a los utilizados para el arranque de motores industriales reales, en cuanto a la topología de su bloque de potencia se refiere (control en las tres fases). Cabe apuntar que todas las comparaciones con este modelo serán entre fases controladas, ya que como se ha comentado, las tres fases tienen control en este modelo.

Como se puede observar en las gráficas correspondientes al arrancador OMRON, al igual que sucedía con los anteriores modelos, se aprecia claramente el patrón de fallo, cuya magnitud va aumentando conforme aumenta la severidad de la avería. A pesar de la claridad del patrón, las señales wavelet que aparecen con este arrancador no carecen de las oscilaciones causadas por los armónicos amplificadas por el uso arrancador. Estas oscilaciones, si bien menores que en los otros modelos, hacen que el patrón no aparezca con tanta claridad como aparece en el caso de arranque directo. Estas consideraciones son también válidas para el caso del análisis presentado en la Figura 139, correspondiente a un arranque con una duración de rampa superior.



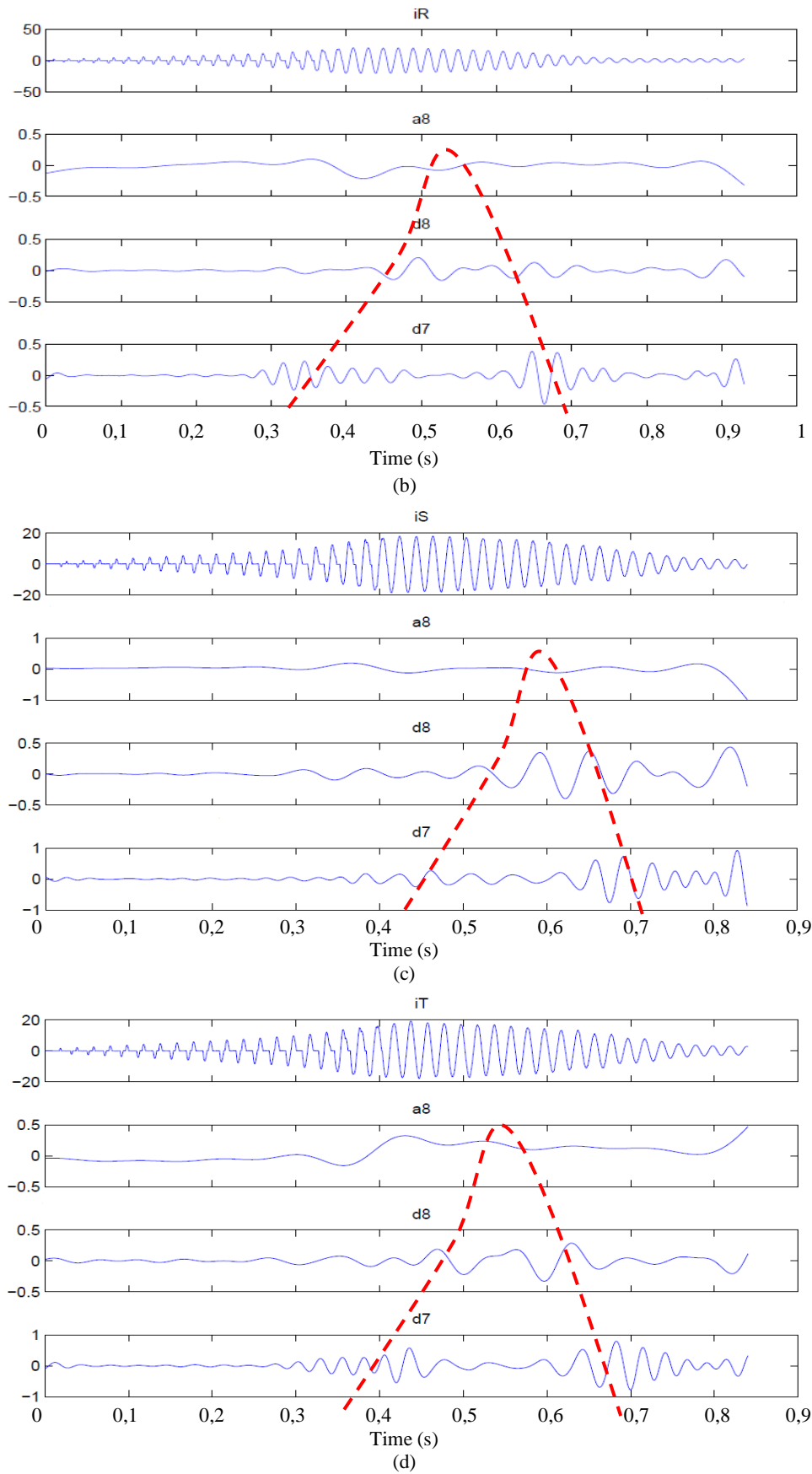


Figura 138. Señales DWT de la corriente de arranque con el arrancador OMRON ( $\approx 45\%$ , 1s) para:  
 (a) motor con 0 Barras Rotas (fase Controlada), (b) 1 Barra Rota (Fase Controlada),  
 (c) 2 Barras Rotas (fase Controlada S), (d) 2 Barras Rotas (fase Controlada T).

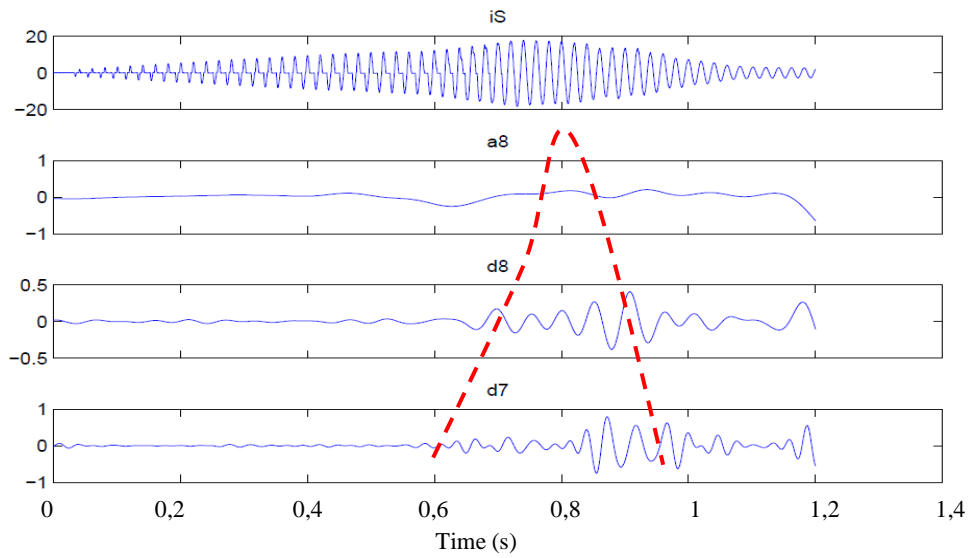
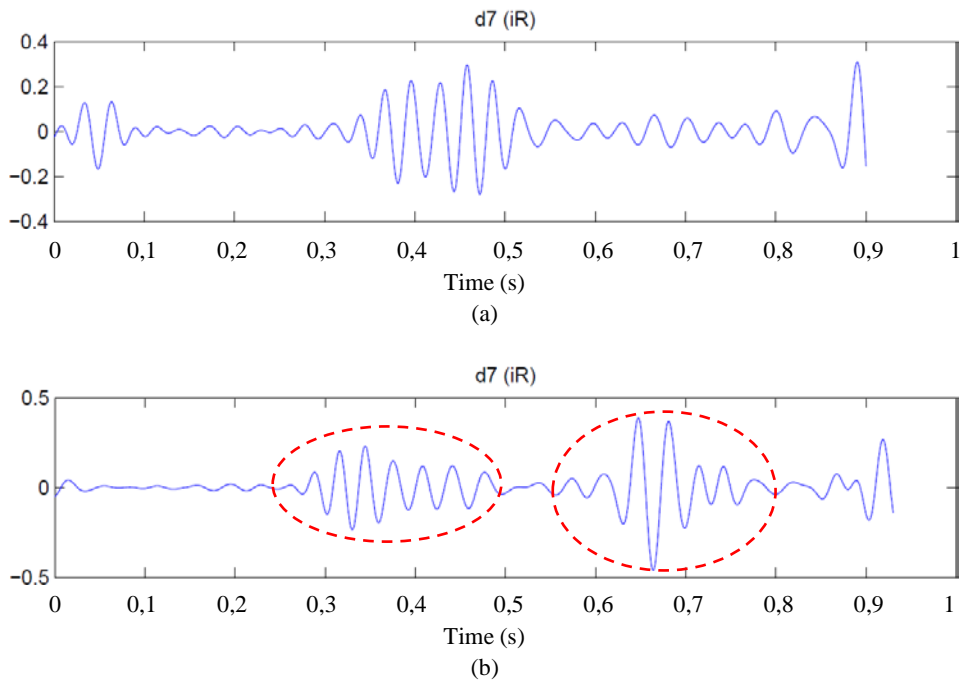


Figura 139. Señales DWT de la corriente de arranque con el arrancador OMRON ( $\approx 45\%$ , 3s), para el caso de motor con 2 Barras Rotas (fase Controlada).

Por su parte, en la Figura 140, se comparan las formas de onda de las señales de detalle  $d_7$  de las gráficas de las Figuras 138 y 139, correspondientes a los arranques efectuados con el modelo OMRON.



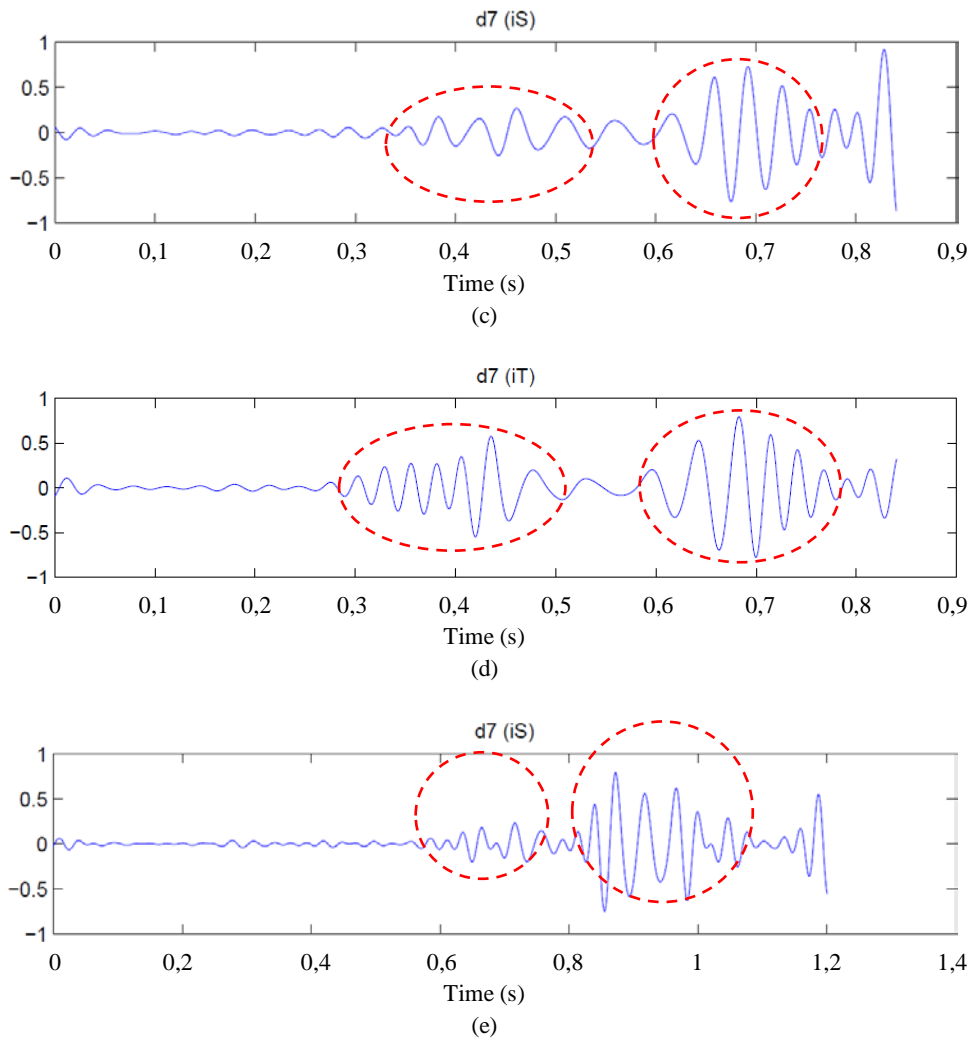


Fig.140. Evolución del patrón de fallo en las señales  $d_7$  extraídas de las Figuras 138 y 139:

- (a) 0 Barras Rotas. (Fase Controlada,  $\approx 45\%$ , 1s),
- (b) 1 Barra Rota. (Fase Controlada,  $\approx 45\%$ , 1s),
- (c) 2 Barras Rotas. (Fase Controlada S,  $\approx 45\%$ , 1s),
- (d) 2 Barras Rotas. (Fase Controlada T,  $\approx 45\%$ , 1s),
- (e) 2 Barras Rotas. (Fase Controlada S,  $\approx 45\%$ , 3s).

Como se observa en la Figura 140, el número y magnitud de las oscilaciones asociadas al paso del LSH se incrementan en la señal de detalle  $d_7$  a medida que aumenta la severidad del fallo en el rotor. Esto provoca una consecuente disminución porcentual en el valor del indicador de fallo a medida que la citada severidad se incrementa. Así, entre el caso de la Figura 140 (a) (motor sano) y el de la Figura 140 (b) (una barra rota), la disminución porcentual en el valor del indicador es del 23% (siendo el valor en el caso de la Figura 140 (a)  $> 40$  dB y el de la Figura 140 (b)  $< 40$  dB). Por otro lado, entre el caso de la Figura 140 (a) (motor sano) y el de la Figura 140 (c) (dos barras rotas y fase controlada S), la diferencia aumenta hasta un 45%. Por su parte, la diferencia entre el caso de la Figura 140 (a) (motor sano) y el de la Figura 140 (d) (dos barras rotas y fase controlada T) asciende a un 47%.



Finalmente, si se compara el caso de la Figura 140 (a) (motor sano) y el de la Figura 140 (e) (dos barras rotas y fase controlada S, con un configuración de arranque  $\approx 45\%$ , 3s), la diferencia es del 42%.

Por otro lado, si se efectúa la comparación entre los casos de la Figura 140 (b) (una barra rota) y de la Figura 140 (c) (dos barras rotas y fase controlada S), la diferencia también es notable (29%). En cuanto a la comparación entre los casos (c), (d) y (e) (todos de dos barras rotas), las diferencias no llegan al 10% en cualquier comparación.

En definitiva, las diferencias muestran saltos muy significativos al pasar desde la condición sin fallo hasta la condición de avería en el rotor (especialmente, de cero a dos barras rotas). También se aprecia un notable salto en el valor del indicador al pasar de una a dos barras rotas.

Finalmente, y a modo de compendio de las consideraciones y conclusiones que se han ido obteniendo en este apartado de análisis cualitativo, se muestra la Figura 141. Esta figura se extrae de una de las publicaciones recientes que se han obtenido como consecuencia de la tesis [CORRAL-HERNANDEZ 2016]. En ella se representan las señales de detalle  $d_7$ , tanto para el estado sano como para el caso de motor con una barra rota, cuando el motor es arrancado mediante los cuatro modelos de arrancador ensayados en este epígrafe.

Las conclusiones que se obtienen del estudio de la Figura 140 están en consonancia con las que se han ido comentando a lo largo del epígrafe:

- Así, en primer lugar, se aprecian a simple vista claras diferencias entre el estado sano y el estado averiado, para todos los tipos de arrancador. De hecho, para el caso de avería, son claramente visibles los dos lóbulos creados por la penetración del LSH en la banda de frecuencias abarcada por  $d_7$  y que constituyen el signo inequívoco de la presencia de la avería.
- Por otro lado, también se observa como las señales  $d_7$  en estado sano no tienen amplitudes nulas, sino que en ellas se detectan claras oscilaciones; como se ha comentado, estas oscilaciones son debidas a los armónicos amplificadas por el uso de arrancador (especialmente la familia indirecta de PSH).
- En relación al punto previo, se observa que la amplitud de las oscilaciones en estado sano no es la misma para todos los tipos de arrancador. Mientras que en el arrancador OMRON (controlado en las tres fases) las oscilaciones en estado sano tienen amplitudes muy reducidas, en el SIEMENS son mucho más significativas. En los arrancadores ABB y SCHNEIDER se obtienen amplitudes intermedias.
- Para un mismo arrancador y condición del motor, se observan algunas diferencias entre las fases de un mismo arrancador (menores diferencias entre fases en el caso del OMRON). Ello es, en parte, debido al número de fases controladas en cada arrancador.

- A pesar de los anteriores comentarios, como se ha apuntado, la diferencia entre el estado sano y averiado es notable y el patrón de fallo es visible incluso en el arrancador SIEMENS, en el que patrón aparece menos claramente. Hay que remarcar que el nivel de fallo representado es de tan solo una barra rota (sobre un total de 28), lo cual representa un nivel de fallo que se puede considerar temprano.

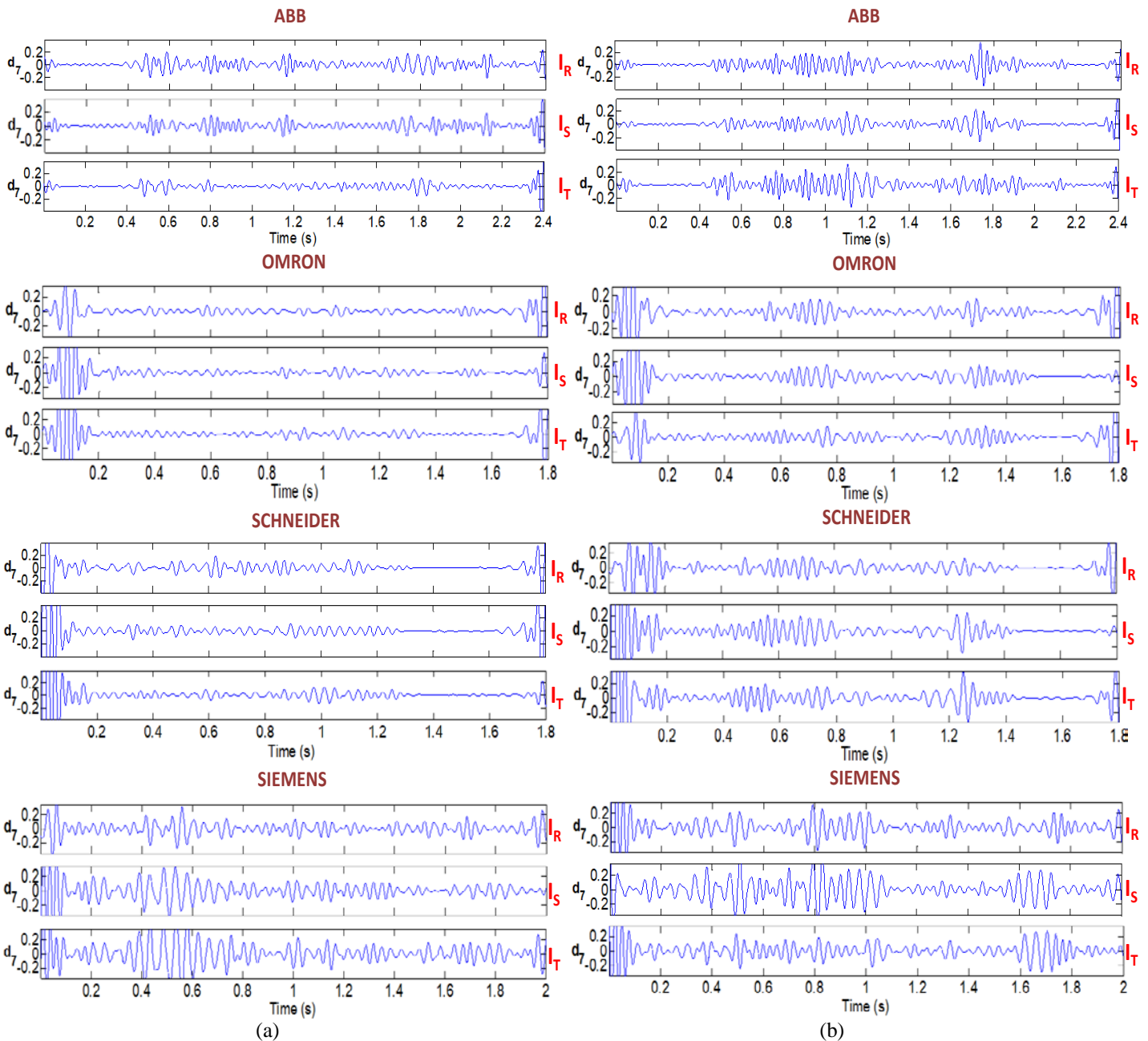


Fig. 141. Señales wavelet  $d_7$  resultantes de la aplicación de la DWT a la corriente de arranque (fases R, S y T), para el motor arrancado con los cuatro modelos de arrancador y para las condiciones: (a) motor sano y (b) motor con una barra rota

### 6.3.2.2.2. Análisis cuantitativo

De forma similar a cómo se hizo con el motor con cero barras rotas, en las Tablas XXVII y XXVIII se recopilan los resultados obtenidos tras computar el valor del indicador de fallo para todos los ensayos efectuados con el motor averiado (una y dos barras rotas). Las tablas incluyen los valores promedio entre las tres fases para cada uno de los arrancadores ensayados. El significado de las diferentes columnas es análogo al de las de la Tabla XXVI.

Tabla XXVII  
VALORES DE  $\gamma_{D7}$ . CONDICION DEL MOTOR: 1 BARRA ROTA

	MEDIA TOTAL	MEDIA DIAGNOSTICO MOTOR SANO (>40 dB)	MEDIA DIAGNOSTICO MOTOR CON FALLO (<40 dB)	DIFERENCIA PROPORCIONAL MEDIAS DIAGNOSTICO CON FALLO Y SANO	PORCENTAJE DIAGNOSTICOS MOTOR SANO	PORCENTAJE DIAGNOSTICOS MOTOR CON FALLO
<b>ABB</b> PSR3600700	35,45	-	35,45	-	0%	100%
<b>SCHNEIDER</b> ATS01N109FT	36,91	-	36,91	-	0%	100%
<b>SIEMENS</b> 3RW30	33,00	-	33,00	-	0%	100%
<b>OMRON</b> G3JT405BL	39,49	42,49	37,14	14%	44%	56%

Tabla XXVIII  
VALORES DE  $\gamma_{D7}$ . CONDICION DEL MOTOR: 2 BARRAS ROTAS

	MEDIA TOTAL	MEDIA DIAGNOSTICO MOTOR SANO (>40 dB)	MEDIA DIAGNOSTICO MOTOR CON FALLO (<40 dB)	DIFERENCIA PROPORCIONAL MEDIAS DIAGNOSTICO CON FALLO Y SANO	PORCENTAJE DIAGNOSTICOS MOTOR SANO	PORCENTAJE DIAGNOSTICOS MOTOR CON FALLO
<b>ABB</b> PSR3600700	28,78	-	28,78	-	0%	100%
<b>SCHNEIDER</b> ATS01N109FT	27,61	-	27,61	-	0%	100%
<b>SIEMENS</b> 3RW30	25,43	-	25,43	-	0%	100%
<b>OMRON</b> G3JT405BL	31,16	-	31,16	-	0%	100%

De forma resumida, se indican a continuación las principales conclusiones derivadas del análisis de las Tablas XXVII y XXVIII:

- En primer lugar, para todos los arrancadores, se aprecia una disminución significativa del valor promedio del indicador (columna ‘Media Total’) desde la condición de motor sano (Tabla XXVI) hasta la de una barra rota (Tabla XXVII). Las variaciones a nivel porcentual son las siguientes: Modelo ABB, 14%; Modelo SCHNEIDER, 10%; Modelo SIEMENS, 14%; Modelo OMRON, 20%.

- En relación al punto previo, cabe destacar que en el caso del modelo OMRON, para la condición de una barra rota, el valor promedio del indicador está muy próximo a  $40\text{ dB}$  (ver Tabla XXVII), siendo netamente superior al resto de modelos bajo esta condición de fallo. Sin embargo, hay que destacar que el valor promedio del indicador para este modelo con el motor sano (Tabla XXVI), era de  $49'14\text{ dB}$ , también muy superior al del resto de modelos, con lo que la variación porcentual entre ambas condiciones es de casi el  $20\%$ . Estos mayores valores del indicador se deben, como se comentó anteriormente, a las menores ‘oscilaciones’ introducidas en las señales wavelet por el citado modelo.
- En la columna “Media Diagnóstico Motor Sano ( $>40\text{ dB}$ )” de la Tabla XXVII, se observa que el OMRON es el único modelo que presenta, en algunos casos, valores del indicador por encima de  $40\text{ dB}$ ; en estos casos, se tendría un diagnóstico erróneo si se considerara el umbral de  $40\text{ dB}$  supuesto anteriormente. Sin embargo, aun comparando el valor promedio del indicador para los casos situados por encima de este umbral ( $42'49\text{ dB}$ ) con el valor promedio obtenido para el motor sano ( $49'14\text{ dB}$ ), la disminución es del  $14\%$ , que seguiría siendo lo bastante significativa como para afirmar que ha habido un cambio en la condición del motor. En cualquier caso, a la vista de estos hechos, parece recomendable considerar un umbral superior del indicador para este arrancador (por ejemplo,  $45\text{ dB}$ ), de cara a evitar posibles casos de falso diagnóstico.
- En referencia al modelo SIEMENS que presentaba los peores resultados para la condición de motor sano (ver Tabla XXVI), cabe apuntar que tomando como referencia el valor de la columna “Media Diagnostico Motor con Fallo ( $<40\text{ dB}$ )”, la disminución porcentual respecto al valor de la columna “Media Total” de la Tabla XXVI es de un  $12\%$ , lo cual supone, en cualquier caso, una disminución significativa al pasar de la condición de cero a una barra rota.
- En las columnas “Media Total” de las Tablas XXVII y XXVIII se observa que, para todos los modelos, los valores están por debajo de  $40\text{ dB}$ . Esto ratifica la robustez del método de diagnóstico.
- En la columna “Media Total” de la Tabla XXVIII (dos barras rotas) se observa que todos los valores sufren disminuciones significativas respecto a los de la misma columna de la Tabla XXVII (una barra rota). A nivel porcentual, estas disminuciones son las siguientes: Modelo ABB,  $19\%$ ; Modelo SCHNEIDER,  $25\%$ ; Modelo SIEMENS,  $23\%$  y Modelo OMRON,  $21\%$ .
- Finalmente, si se comparan los valores de la columna “Media Total” de la Tabla XXVIII (dos barras rotas) con los de la misma columna de la Tabla XXVI (motor sano), se observa que las variaciones son incluso superiores. A nivel porcentual las diferencias entre ambos casos son las siguientes: Modelo ABB,  $30\%$ ; Modelo SCHNEIDER,  $32\%$ ; Modelo SIEMENS,  $34\%$  y Modelo OMRON,  $37\%$ .

- Como conclusión, los valores medios del indicador de severidad de fallo,  $\gamma_{D7}$ , siguen una clara tendencia descendente para los cuatro modelos de arrancador estático estudiados, a medida que el fallo es más severo. Por otro lado, en el caso de dos barras rotas sobre 28, además de obtenerse disminuciones porcentuales muy significativas respecto a la condición de motor sano, hay que resaltar que no se obtuvo ningún valor con cualquiera de los modelos que significara un diagnóstico erróneo, considerando el umbral de 40 dB establecido.

## 6.4. VALIDACIÓN EN MOTORES INDUSTRIALES REALES

Tras comprobar la validez del método propuesto mediante los múltiples ensayos de laboratorio efectuados con las bancadas 1 y 2, se procedió a validar la metodología en motores reales, de mayores potencias (ver características en Tabla XVII), que eran arrancados mediante diferentes arrancadores estáticos.

Las pruebas efectuadas en los citados motores se realizaron en las plantas en las que operaban. En concreto, se ensayaron dos motores que operaban en una planta de pienso animal (motores M1 y M2), otros dos que operaban en una planta depuradora (M3 y M4) y otros dos que operaban en una industria alimentaria (M5 y M6). En los ensayos efectuados, se procedió a capturar la señal de corriente de arranque del motor (forma de onda de la corriente que demandaba durante el arranque). Para ello, se hizo uso de una pinza amperimétrica conectada al registrador YOKOGAWA SCOPECORDER DL-850. Las medidas se efectuaron en el cuadro de alimentación del motor (ver Figura 116).

Tras la medida, las señales registradas fueron transferidas al ordenador donde se aplicó la DWT y se procedió a la computación del indicador de severidad de fallo. Tras ello, se elaboró un informe que se entregó al usuario, permitiendo comprobar la validez de la conclusión de diagnóstico.

### 6.4.1. ENSAYOS EFECTUADOS EN MOTORES DE PLANTA DE PIENSO ANIMAL (M1 y M2).

Como se comentó anteriormente, se ensayaron dos motores gemelos que operaban en una planta de pienso animal (ver características en Tabla XVII) y que eran arrancados mediante arrancadores estáticos similares (modelo Telemecanique Altistart 48 de SCHNEIDER). En ambos casos se utilizaba la opción de rampa de tensión. Los motores accionaban molinos de martillo en un proceso de molienda de harina.

Una característica particular de estos motores era que el proceso productivo en el que operaban implicaba que la carga a la que estaban sometidos variara cíclicamente. Esto es, el motor no estaba sometido a un par de carga constante, sino que éste fluctuaba de forma periódica debido al proceso de molienda.

El problema de este tipo de operación es que, como se comentó en capítulos precedentes, cuando el par de carga que arrastra el motor fluctúa, esto puede introducir componentes ubicadas en frecuencias muy parecidas a las de los armónicos laterales, cuando se aplica el análisis de Fourier de la corriente en régimen permanente (método MCSA). Esto puede conducir a un diagnóstico erróneo de la avería (falso positivo), si se aplica este método. Esto es precisamente lo que ocurría en estos motores. La Figura 142 muestra el análisis de Fourier (FFT) de la corriente en régimen permanente para el motor M1, mientras que la Figura 143 muestra el mismo análisis para el M2. En ambas figuras se puede comprobar la existencia de armónicos muy cercanos a la componente fundamental.

A primera vista, estos armónicos pudieran incorrectamente identificarse con los armónicos laterales causados por un fallo en el rotor, dando lugar a un falso diagnóstico positivo.

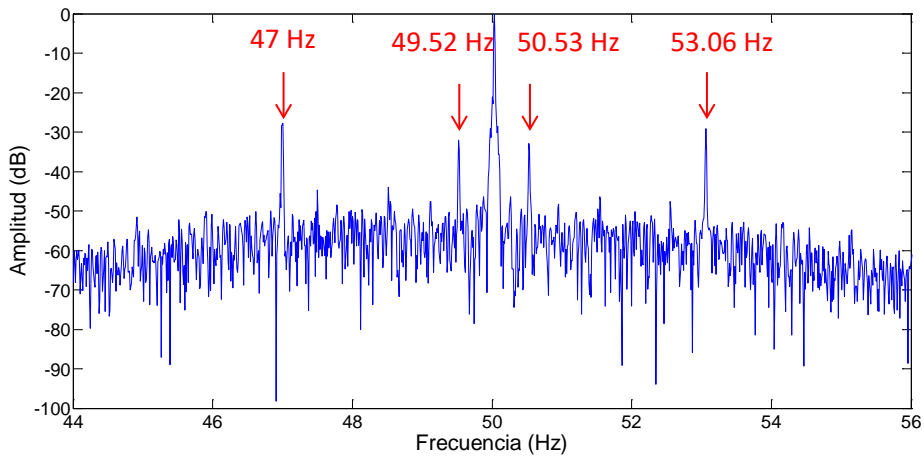


Fig. 142. Análisis de Fourier de la corriente en régimen permanente (MCSA) para el caso del motor M1

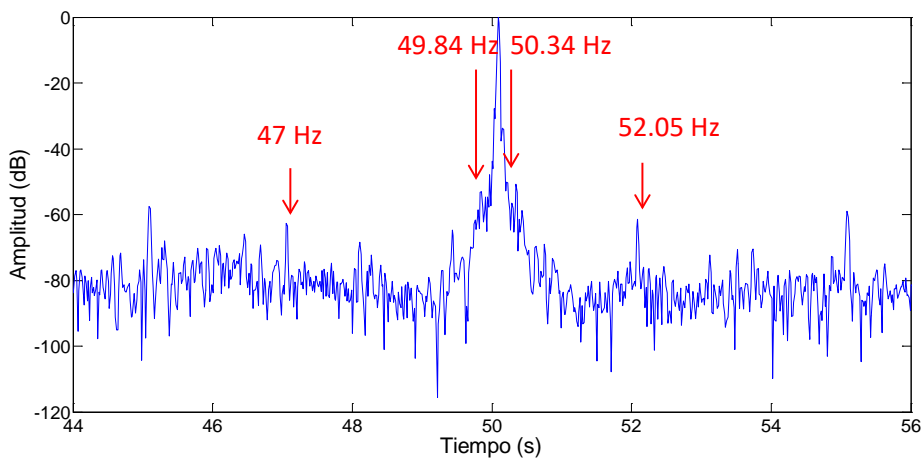


Fig. 143. Análisis de Fourier de la corriente en régimen permanente (MCSA) para el caso del motor M2

Un estudio más detallado del origen de estas componentes permitiría descartar que sean creadas a por un fallo en el rotor. En efecto, si se estima el valor del deslizamiento  $s$  a partir de las componentes de excentricidad que aparecen en el espectro FFT y se calculan a continuación, con dicho valor de deslizamiento, los valores teóricos de las frecuencias de los armónicos laterales ( $f \cdot (1 \pm 2 \cdot s)$ ), se puede comprobar que dichas frecuencias no se corresponden con las que aparecen en el espectro cerca del armónico fundamental.

En efecto, las frecuencias de los laterales para el motor M1 deberían aparecer a 47.69 Hz y 52.37 Hz, valores de frecuencia que no se corresponden con las de las componentes que aparecen en el espectro de la Figura 142. Por su parte, las frecuencias de los armónicos laterales para el motor M2 deberían aparecer a 47.75 Hz y a 52.43 Hz, no correspondiéndose tampoco con las que aparecen en la Figura 143.

Por tanto, el análisis refinado de las componentes que aparecen en el análisis MCSA parece descartar que estén asociadas al fallo.

En cualquier caso, la aplicación del análisis transitorio a estos motores podría ayudar a clarificar el diagnóstico, descartando definitivamente que las citadas componentes estén asociadas a la avería y evitando así un eventual falso positivo. A tal fin, se aplicó el método propuesto en la presente tesis. En primer lugar, se procedió a capturar la corriente de arranque y a aplicar posteriormente la DWT a la señal de corriente de arranque capturada. Las Figuras 144 y 145 muestran las señales wavelet de alto nivel resultantes de la DWT de la corriente de arranque en una de las fases, para los motores M1 y M2, respectivamente.

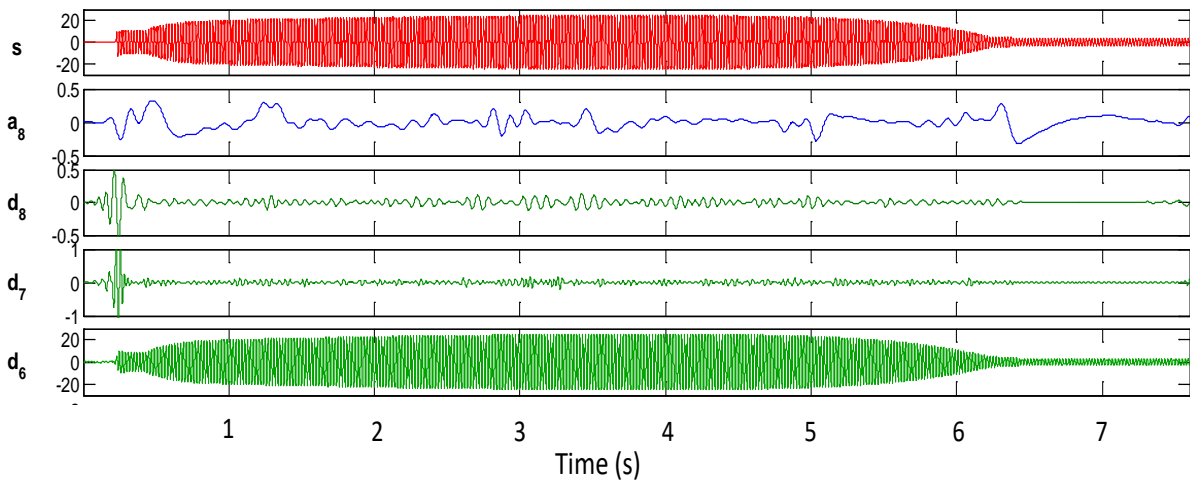


Fig. 144. Señales DWT de la corriente de arranque en una de las fases para el motor M1: ausencia del patrón de fallo.

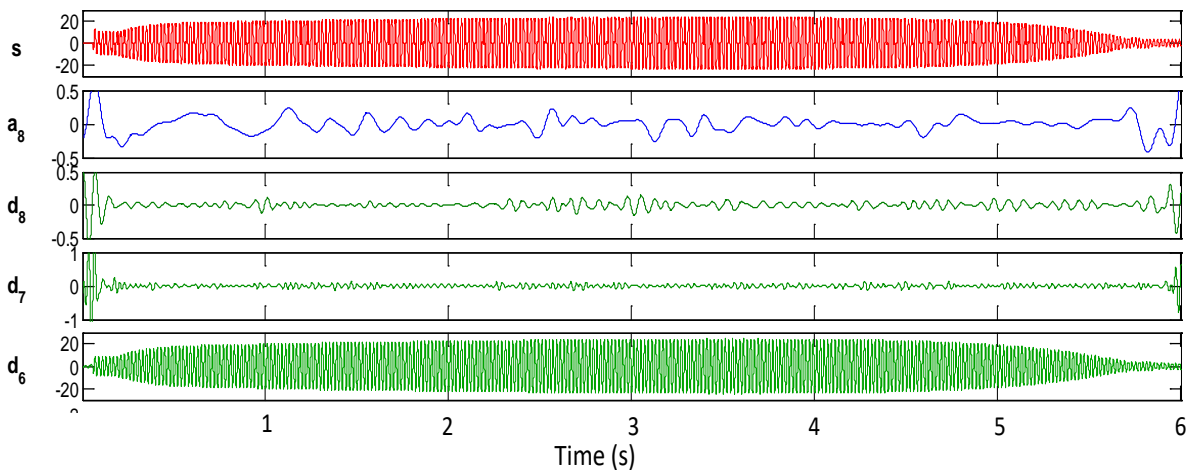


Fig. 145. Señales DWT de la corriente de arranque en una de las fases para el motor M2: ausencia del patrón de fallo



El análisis cualitativo de las Figuras 144 y 145 permite comprobar que, en primer lugar, el patrón de fallo en forma de  $\Lambda$  no está presente en las señales wavelet que cubren la banda en la que evoluciona el lateral ( $d_7-d_8-a_8$ ), en ninguno de los dos motores considerados. Esto es otra evidencia de la ausencia de la avería en los citados motores. También resulta interesante remarcar la existencia de las pequeñas oscilaciones que el arrancador introduce en las señales wavelet. Como se ha comentado extensamente con anterioridad, éstas son debidas a los armónicos amplificados por el arrancador (en especial, la familia indirecta de PSH). Como también se ha dicho, estas oscilaciones no interfieren significativamente en el diagnóstico, ya que no siguen al patrón en forma de  $\Lambda$  asociado a la avería.

Por otro lado, se realizó el análisis cuantitativo de los dos motores, computando el valor del indicador de severidad de fallo  $\gamma_{D7}$  en ambos casos. La Tabla XXIX muestra los valores del indicador para los motores M1 y M2. Este indicador se computó en base a la energía de la correspondiente señal  $d_7$  resultante del análisis DWT, siguiendo las directrices comentadas anteriormente. Como se observa en dicha tabla, los valores del indicador son ligeramente superiores a 50 dB, siendo, en ambos casos, muy cercanos al valor promedio del indicador para el caso del arrancador OMRON, ensayado en el laboratorio, para el motor en estado sano.

Cabe recordar que este arrancador estaba controlado en las tres fases y ésta es precisamente la configuración del arrancador utilizado en los motores M1 y M2 (Telemecanique Altistart 48 de SCHNEIDER). La Figura 146 muestra el esquema de este último arrancador, cuando alimenta un motor en conexión triángulo (esquema extraído del catálogo del fabricante). Por tanto, se confirma que cuando se utiliza control en las tres fases (como en el arrancador OMRON o en el Telemecanique Altistart 48 de SCHNEIDER), las oscilaciones introducidas en las señales wavelet son menores y, por ende, el indicador de fallo se ve menos influido por los armónicos amplificados por el arrancador. Valores cercanos a 50 dB, como los obtenidos, confirman pues la correcta condición del rotor.

Tabla XXIX  
Valor del indicador de severidad de fallo  $\gamma_{D7}$  para los motores M1 y M2

<b>Motor</b>	<b>Indicador <math>\gamma_{D7}</math></b>
M1	50.31 dB
M2	51.31 dB

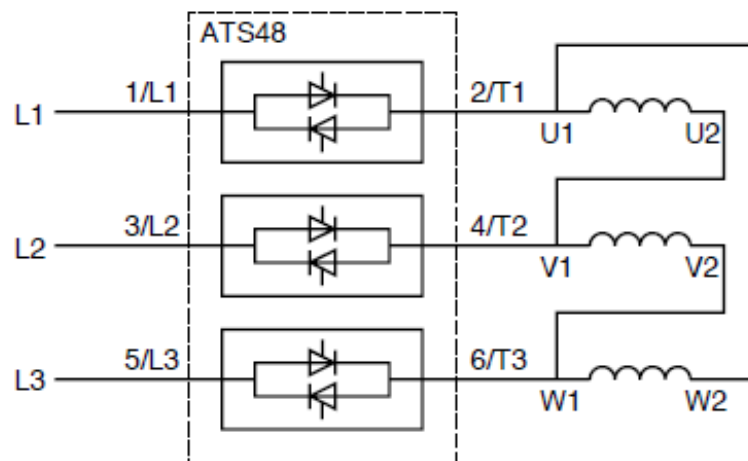


Fig. 146. Esquema del arrancador Telemecanique Altistart 48 de SCHNEIDER, conectado a un motor con devanados en configuración triángulo.

Finalmente, a modo ilustrativo, se procedió a aplicar una transformada continua, la Short Time Fourier Transform (STFT), a las señales de corriente de arranque de ambos motores, de cara a tener una mejor visualización de los armónicos presentes en las citadas señales. La Figura 147 muestra sendos análisis STFT de la corriente de arranque, en una de las fases para el motor M1, mientras que la Figura 148 muestra los análisis STFT para el motor M2.

Las Figuras 147 y 148 resultan muy ilustrativas, ya que demuestran las afirmaciones anteriormente expuestas; en primer lugar, se observa el elevado contenido armónico que introduce el arrancador. En efecto, las Figuras 147 (a) y 148 (a) muestran la cantidad de armónicos que son amplificadas por el uso de arrancador (tanto los PSH como WH), cuyas evoluciones son claramente visibles en el mapa tiempo-frecuencia.

Por otro lado, se observa también la presencia, en la zona de bajas frecuencias (Figuras 147 (b) y 148 (b)), de los armónicos de la familia PSH indirecta, cuyas evoluciones son las causantes de las oscilaciones que aparecen en las señales wavelet resultantes de la DWT. Estas evoluciones se aprecian claramente en las Figuras 147 (b) y 148 (b), en las que se observan las trazas de dichos armónicos, a medida que sus frecuencias caen hasta 0 Hz, para luego aumentar de nuevo hacia sus valores finales en régimen permanente. Estos armónicos ‘contaminan’ esta zona de bajas frecuencias, provocando un aumento de la energía en dicha zona y reduciendo el valor del indicador de fallo (respecto al que se obtiene en estado sano en el caso de arranque directo). En cualquier caso, tal y como se ha constatado con el valor del indicador de fallo, la influencia de estos armónicos parece menor en arrancadores controlados en las tres fases.

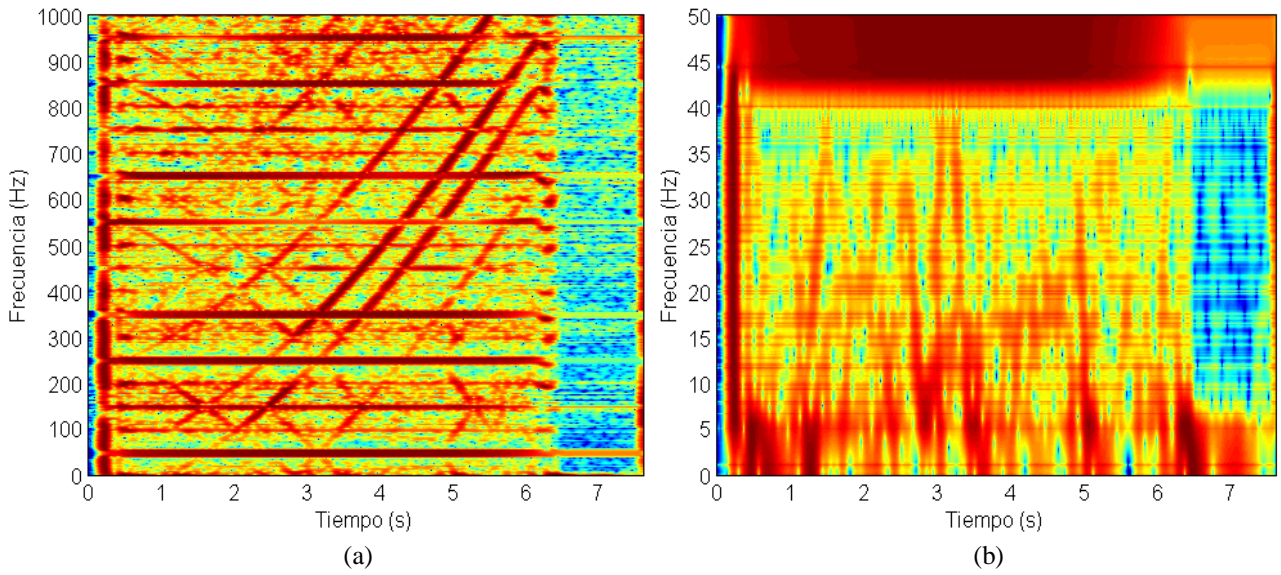


Fig. 147. Análisis STFT de la corriente de arranque para el motor M1:  
 (a) rango 0-1000 Hz, (b) rango 0-50Hz

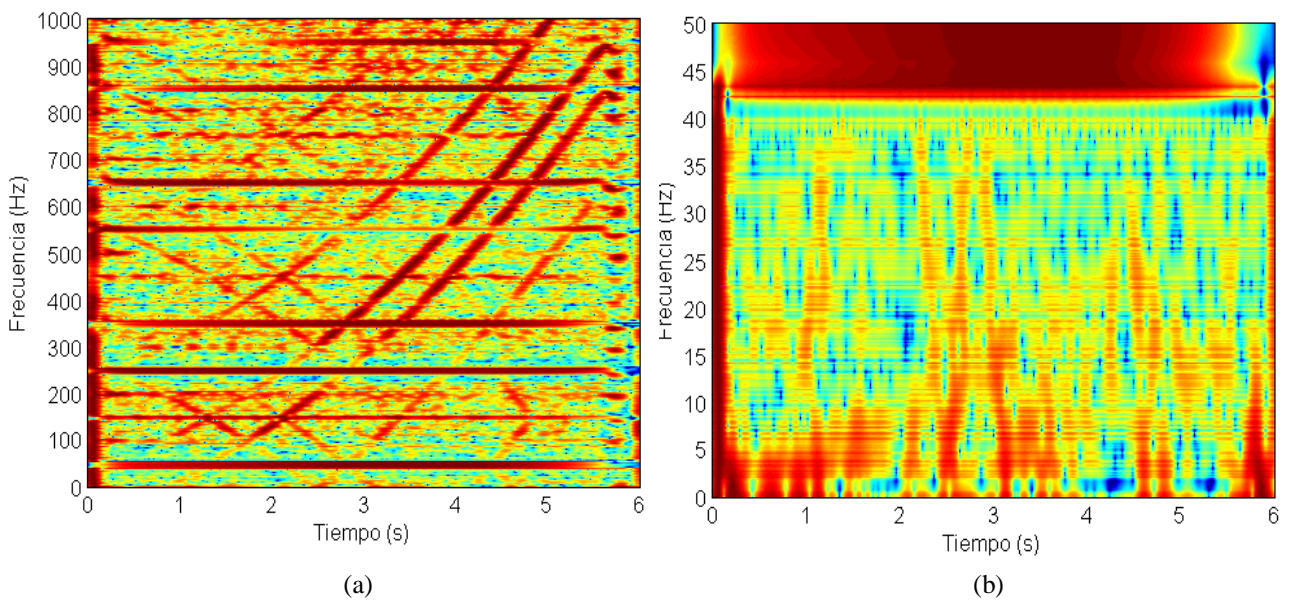


Fig. 148. Análisis STFT de la corriente de arranque para el motor M2:  
 (a) rango 0-1000 Hz, (b) rango 0-50Hz

#### 6.4.2. ENSAYOS EFECTUADOS EN MOTORES DE PLANTA DE DEPURACIÓN DE AGUAS (M3 y M4)

La metodología de diagnóstico propuesta en la presente tesis se aplicó también a otros dos motores que operaban en una planta depuradora. Los motores eran arrancados mediante arrancadores estáticos de la marca Power Electronics. En los arranques se combinaba la opción de rampa de tensión con la de limitación de corriente. Las características de los motores ensayados (M3 y M4) se incluían en la Tabla XVII.

Las Figuras 149 y 150 muestran los análisis DWT para los dos motores considerados. A simple vista, si se comparan ambas figuras, se pueden observar claras diferencias en las señales wavelet resultantes del análisis; mientras que en los análisis DWT del motor M3, no se observa ningún patrón característico en forma de  $\Lambda$  en las citadas señales wavelet, en los análisis del motor M4, se observa un patrón en  $\Lambda$  formado por las oscilaciones que aparecen en las señales  $d_7$ ,  $d_8$  y  $a_8$ . Se ha marcado este patrón con línea roja discontinua en la citada gráfica. Cabe destacar, una vez más, la presencia de oscilaciones en las señales wavelet resultantes de ambos análisis, las cuales son causadas por el arrancador.

A priori, este análisis cualitativo lleva a la conclusión de que existe algún tipo de asimetría rotórica en el motor M4, mientras que en el rotor del motor M3 no existen indicios de fallo.

Para confirmar las conclusiones de este análisis cualitativo, se procedió a computar el valor del indicador de severidad de fallo  $\gamma_{D7}$  para los dos motores considerados. La Tabla XXX muestra los valores del indicador de fallo en dB para los motores M3 y M4. Se observa claramente como en el motor M3 el indicador se mantiene en un valor elevado (ligeramente superior a 50 dB), que resulta coherente con los valores anteriormente obtenidos para los motores en estado sano, en los casos de motores accionados por arrancadores controlados en las tres fases (OMRON y Telemecanique Altistart 48). Por otro lado, el valor del indicador para el motor M4 resulta mucho más reducido; según este valor, este motor se diagnostica como un motor con daños en la jaula rotórica. Estos diagnósticos fueron posteriormente confirmados en los citados motores.

Tabla XXX  
Valor del indicador de severidad de fallo  $\gamma_{D7}$  para los motores M3 y M4

<b>Motor</b>	<b>Indicador <math>\gamma_{D7}</math></b>
M3	52.38 dB
M4	32.16 dB

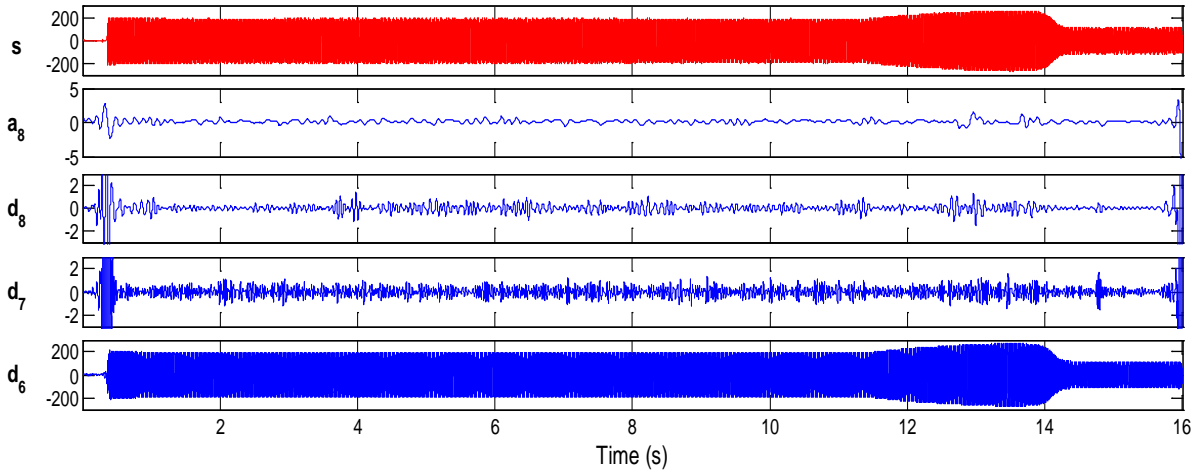


Fig. 149. Señales DWT de la corriente de arranque en una de las fases para el motor M3: ausencia del patrón de fallo.

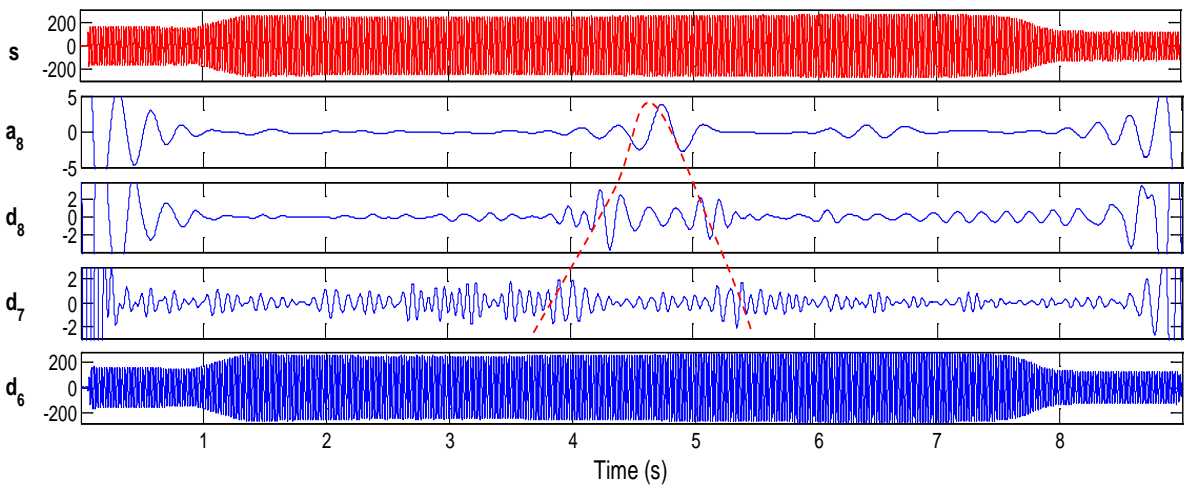


Fig. 150. Señales DWT de la corriente de arranque en una de las fases para el motor M4: presencia del patrón de fallo en forma de  $\Lambda$ .

### 6.4.3. ENSAYOS EFECTUADOS EN MOTORES DE INDUSTRIA ALIMENTARIA (M5 y M6)

Para concluir la validación de la metodología en motores industriales, se procedió a aplicarla en otros dos motores que operaban en una industria alimentaria (M5 y M6). Una vez más, las características de los motores, son las que se especificaban en la Tabla XVII. Ambos motores accionaban bombas y eran arrancados mediante arrancadores estáticos; el motor M5 era arrancado con un arrancador EMOTRON MSF 2.0, mientras que el motor M6 se arrancaba mediante un arrancador EMOTRON MSF 145. Ambos arrancadores son controlados en las tres fases. En ambos casos, se hacía uso de la opción rampa de tensión para efectuar el arranque.

Las Figuras 151 y 152 muestran los análisis DWT se las señales de corriente de arranque, en una de las fases de alimentación, para los dos motores considerados. Obsérvese que en ninguno de los casos se distingue el patrón en forma de  $\Lambda$  característico del fallo en el rotor, lo cual parece confirmar el estado sano del rotor. No obstante, sí se observan pequeñas oscilaciones en las señales wavelet resultantes del análisis. Una vez más, estas son causadas por los armónicos amplificadas por el uso de arrancador y aumentan las energías de las señales wavelet correspondientes.

Por otro lado, la Tabla XXXI muestra los valores del indicador de fallo  $\gamma_{D7}$  para los motores M5 y M6. Como se observa en dicha tabla, los valores del indicador son próximos a 50 dB, siendo, en ambos casos, muy cercanos a los valores obtenidos del citado indicador, para el caso de un motor sano cuando es arrancado por arrancadores controlados en las tres fases (como los vistos en los casos anteriores). Estos valores permiten, por tanto, ratificar el estado sano de ambos motores.

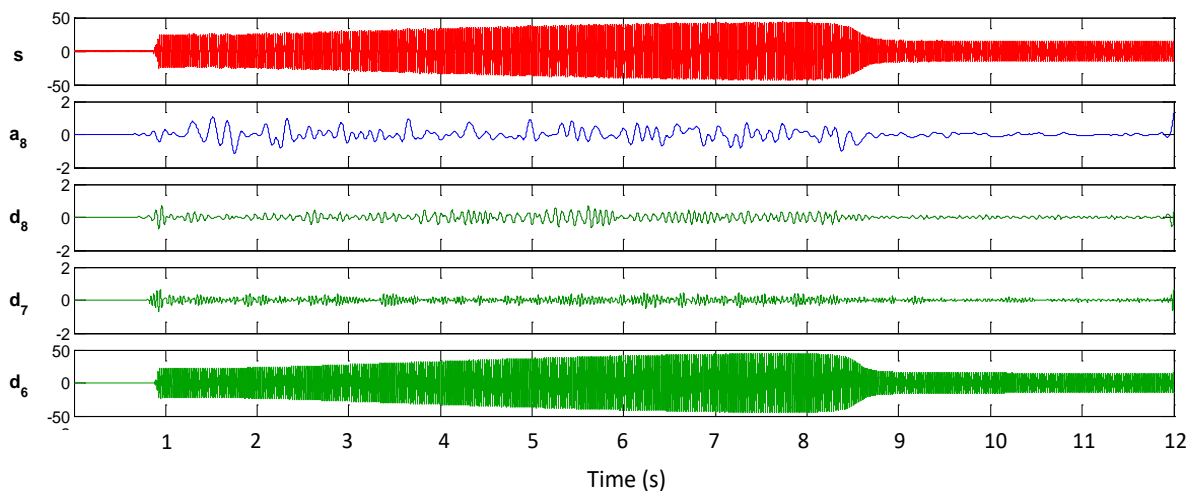


Fig. 151. Señales DWT de la corriente de arranque en una de las fases para el motor M5: ausencia del patrón de fallo.



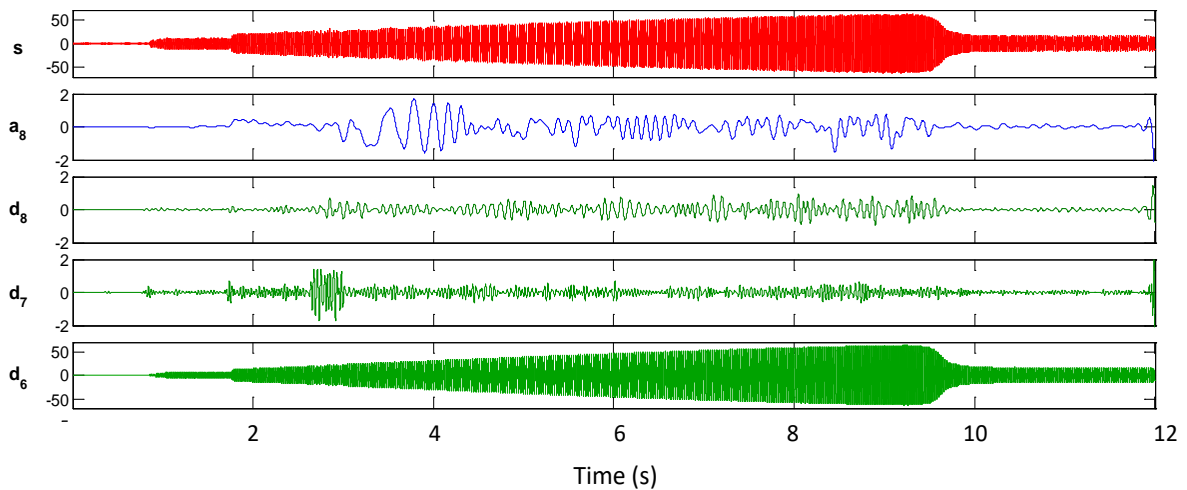


Fig. 152. Señales DWT de la corriente de arranque en una de las fases para el motor M6: ausencia del patrón de fallo.

Tabla XXXI

Valor del indicador de severidad de fallo  $\gamma_{D7}$  para los motores M5 y M7

Motor	Indicador $\gamma_{D7}$
M5	47.6 dB
M6	48.52 dB

Estos diagnósticos alcanzados con la aplicación de la metodología DWT propuesta fueron ratificados con la aplicación del método clásico, basado en la transformada de Fourier de la corriente en régimen permanente (MCSA). Las Figuras 153 y 154 muestran los análisis FFT de la corriente en régimen permanente para los motores M5 y M6, respectivamente. Se observa la ausencia de armónicos de amplitud significativa cerca de la componente fundamental y, más concretamente, a las frecuencias teóricas de fallo ( $f \cdot (1 \pm 2 \cdot s)$ ).

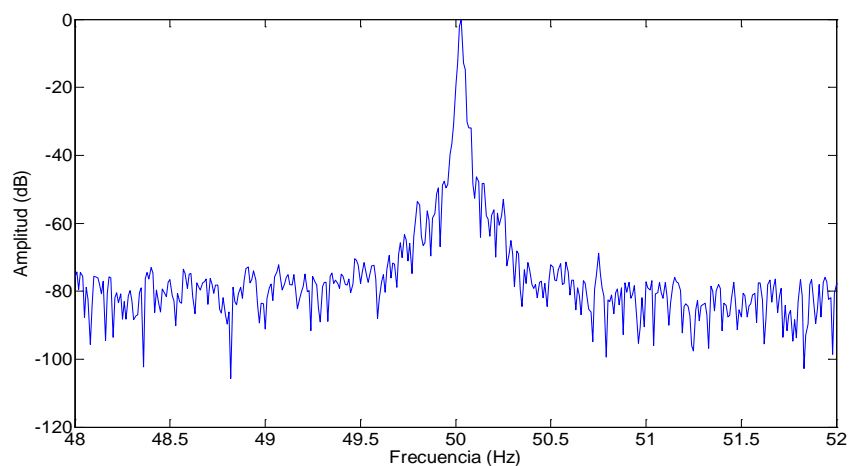


Fig. 153. Análisis de Fourier de la corriente en régimen permanente (MCSA) para el caso del motor M5

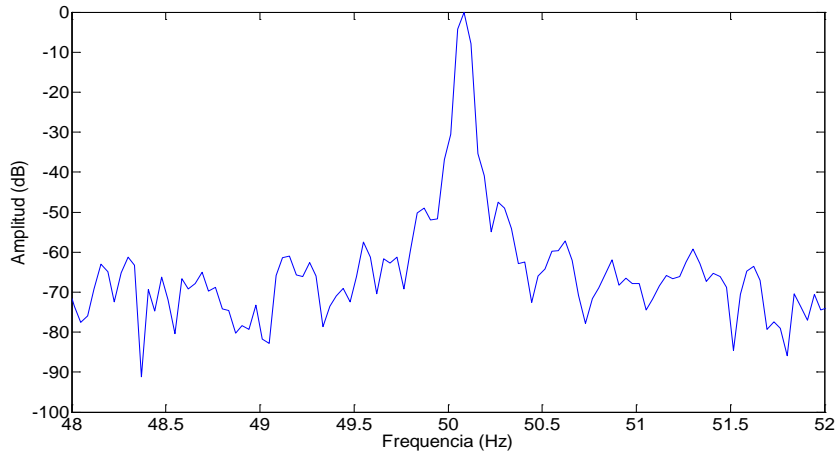


Fig. 154. Análisis de Fourier de la corriente en régimen permanente (MCSA) para el caso del motor M6

Finalmente, las Figuras 155 y 156 muestran los resultados de aplicar la Short Time Fourier Transform (STFT) a las señales de corriente de arranque de ambos motores. En ambas gráficas, se muestra únicamente la zona de bajas frecuencias (de 0 a 50 Hz). Se puede observar la presencia de trazas de las componentes armónicas amplificadas por el uso de arrancador (en especial, nótese las evoluciones parciales de la familia indirecta de PSH, a medida que sus frecuencias descienden a cero y aumentan de nuevo). Una vez más, este contenido armónico es responsable de las oscilaciones que aparecen en las señales wavelet resultantes de la DWT.

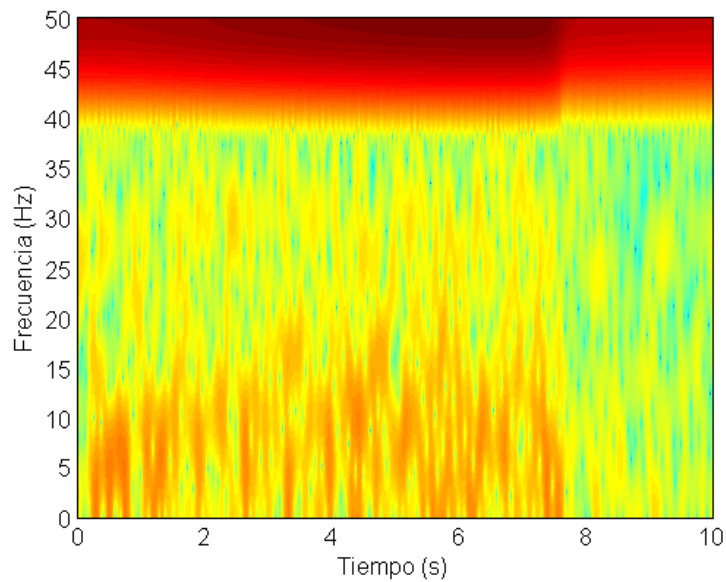


Fig. 155. Análisis STFT de la corriente de arranque para el motor M5 en el rango 0-50Hz.



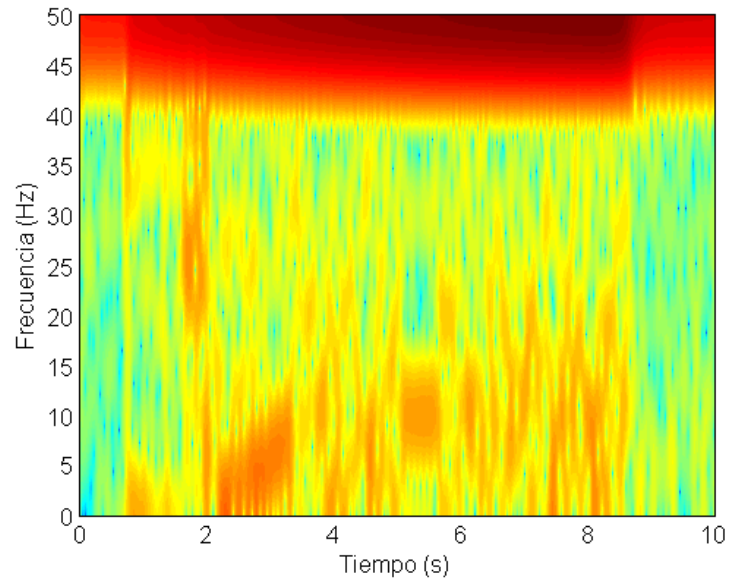


Fig. 156. Análisis STFT de la corriente de arranque para el motor M6 en el rango 0-50Hz.

# CAPÍTULO 7. APUNTES PARA LA AUTOMATIZACIÓN DEL MÉTODO DE DIAGNÓSTICO

## 7.1. INTRODUCCIÓN

Múltiples autores han afrontado el reto de automatizar las técnicas de diagnóstico de motores eléctricos, bien basadas en el análisis de corrientes o bien de otras magnitudes, que proponían en sus trabajos. El objetivo es hacer que la aplicación de la técnica propuesta sea en gran medida independiente del usuario, esto es, que no sea necesaria la participación de éste para la interpretación de los resultados de la técnica y, por ende, para alcanzar una conclusión sobre el estado del motor. En conclusión, se buscan sistemas inteligentes que permitan un diagnóstico automático del estado del motor.

El potencial de estos sistemas es enorme, por cuanto podrían, por ejemplo, implementarse en dispositivos portátiles de diagnóstico de motores de forma que, midiendo la magnitud en cuestión, permitirían determinar de forma automática la condición del motor. Estos sistemas también podrían ser implementados en sistemas de diagnóstico on-line, tanto de motores como de generadores. Estos son especialmente apropiados para motores críticos o máquinas importantes de difícil acceso (por ejemplo, generación eólica off-shore). En estos sistemas, la magnitud monitorizada de forma continua podría ser procesada de forma remota, alcanzando un diagnóstico automático del estado de la máquina. Finalmente, estos sistemas expertos también serían de gran interés para fabricantes de accionamientos como variadores de frecuencia o incluso de arrancadores estáticos, ya que podrían implementar estos sistemas en sus equipos, aumentando la funcionalidad de los mismos (que ya no se circunscribiría únicamente al control de la velocidad (variador) o arranque del motor (arrancador), sino que también incorporaría funciones de diagnóstico).

A pesar del gran atractivo y potencial que estos sistemas de diagnóstico automático pueden tener, lo cierto es que ninguno de los sistemas desarrollados se ha mostrado lo suficientemente robusto o se ha validado lo necesario para su incorporación masiva a nivel industrial. En concreto, en lo que respecta a las técnicas basadas en el análisis de corrientes, el estado de la tecnología a este respecto es más bien incipiente. Los escasos dispositivos o sistemas comerciales orientados al diagnóstico de motores utilizan algoritmos automáticos que se basan únicamente en las técnicas clásicas (MCSA). Además, presentan deficiencias como las anteriormente expuestas, relacionadas con la posible aparición de falsos diagnóstico o con la no adecuación en condiciones de velocidad variable.

A pesar de lo anterior, cabe apuntar que la carencia de estos sistemas expertos a nivel industrial no implica que, como se ha comentado, no se hayan hecho múltiples trabajos que proponen opciones muy interesantes para automatizar el diagnóstico.

A este respecto, ha habido un notorio protagonismo de sistemas expertos basados en técnicas de inteligencia artificial (redes neuronales, lógica fuzzy, algoritmos genéticos...), los cuales han dado excelentes resultados para un buen número de casos [RIERA-GUASP 4 2015], [ORDAZ-MORENO 2008], [ROMERO-TRONCOSO 2 2011], [GEORGOULAS 1 2014], [SAUCEDO-DORANTES 2017].

En lo que respecta a motores arrancados mediante arrancadores estáticos, el desarrollo de sistemas de diagnóstico automático como los comentados es todavía más escaso. Esto resulta lógico, teniendo en cuenta la escasa investigación desarrollada orientada al diagnóstico de motores con este tipo de arranque. En este contexto, cabe resaltar la investigación reciente realizada por el autor de esta tesis en colaboración con investigadores de centros tecnológicos en Grecia y Suecia, así como de la compañía Siemens (Alemania), que dio lugar a dos de las publicaciones que avalan esta tesis [GEORGOULAS 2 2015], [KARVELIS 2015].

Estos trabajos se centran en automatizar el proceso de detección del patrón en forma de V, que aparece en caso de fallo en el rotor, en motores arrancados mediante arrancador. No obstante, en ambos trabajos se utilizan transformadas continuas para obtener el contenido tiempo-frecuencia de la señal de corriente de arranque analizada. Así, en [GEORGOULAS 2 2015], se utiliza la STFT para analizar la señal de corriente y obtener el citado mapa tiempo-frecuencia. Posteriormente, se aplica un enfoque inteligente consistente en convertir la representación bidimensional tiempo-frecuencia en una representación unidimensional basada en series temporales simbólicas, mediante un proceso denominado *Symbolic Aggregate approXimation* (SAX). Esta representación unidimensional es procesada posteriormente para extraer vectores de características (*'bag of patterns'*), los cuales son finalmente enviados a un clasificador del tipo *'nearest neighbor'*. Los resultados obtenidos fueron muy positivos, si bien solamente se clasificaron 12 muestras con este método. La Figura 157 muestra el esquema del método empleado en este trabajo.

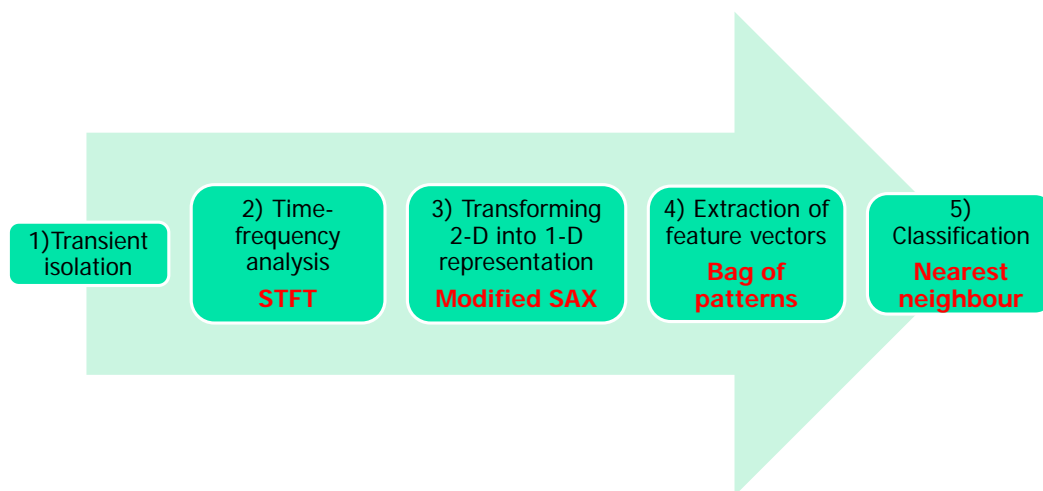


Fig. 157. Esquema del método de diagnóstico y clasificación automática propuesto en [GEORGOULAS 2 2015].

Por otro lado, en [KARVELIS 2015], se sigue una metodología parecida, si bien se emplea el método Empirical Mode Decomposition (EMD) para analizar la señal de corriente de arranque y obtener la información tiempo frecuencia. El método propuesto se inicia con un pre-procesado de la señal de corriente de arranque, sobre la cual se aplica un filtrado inicial (filtro paso bajo). Posteriormente, se aplica el método EMD, el cual permite extraer las denominadas *funciones en modo intrínseco* (*intrinsic mode functions*, IMF). Cada IMF no es más que una señal que representa la evolución temporal de las componentes de la corriente analizada que están incluidas en la banda de frecuencias asociada a ese IMF. Una vez aislado el IMF de interés (el segundo IMF en el caso del método propuesto), se aplica un proceso similar al expuesto en [GEORGOULAS 2 2015]. La Figura 158 muestra el esquema del método empleado en [KARVELIS 2015].

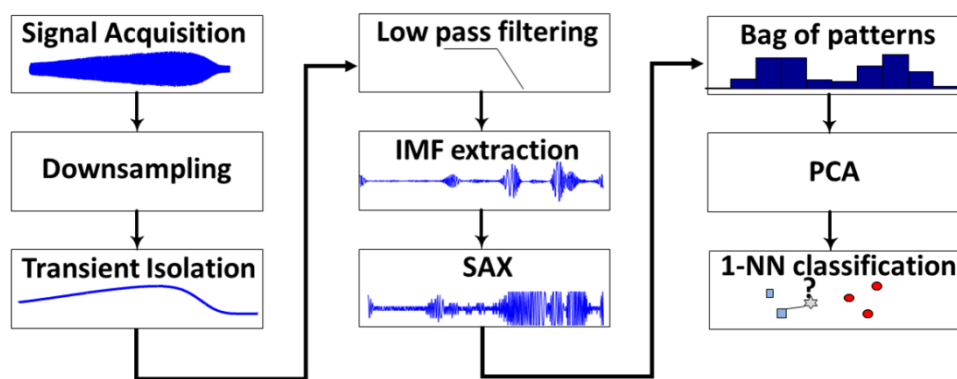


Fig. 158. Esquema del método de diagnóstico y clasificación automática propuesto en [KARVELIS 2015].

Como se ha comentado, las metodologías propuestas en [GEORGOULAS 2 2015] y [KARVELIS] se basan en la aplicación de transformadas tiempo-frecuencia que se alejan del método propuesto en esta tesis, basado en el uso de la Discrete Wavelet Transform (DWT). Como también se ha apuntado, la ventaja de utilización de la DWT reside en su menor coste computacional, disponibilidad en paquetes matemáticos convencionales y facilidad de aplicación por parte de usuarios no expertos. No obstante, las ideas planteadas en estos trabajos pueden ser aprovechables para automatizar el método planteado en esta tesis. A este respecto, resulta potencialmente interesante utilizar el método propuesto en [KARVELIS 2015] para identificar el patrón de fallo en la señal wavelet considerada en esta tesis (señal de detalle  $d_7$ ), ya que la forma de onda de esta señal es muy parecida a la del IMF considerado en el citado trabajo, el cual se toma como base para la automatización de la detección del patrón de fallo.

En el presente capítulo se pretenden ofrecer algunos apuntes que permitan facilitar la automatización de la metodología de diagnóstico propuesta basada en la DWT. Se pretende aprovechar el potencial del indicador de fallo propuesto y la invariabilidad de este cuando se computa en diferentes regiones de la señal wavelet considerada.

## 7.2. AUTOMATIZACIÓN DEL DIAGNÓSTICO

Dado que la metodología de diagnóstico propuesta en esta tesis se basa en una doble etapa (cualitativa y cuantitativa), resulta preceptivo automatizar la aplicación de cada una de estas fases de cara a conseguir la implementación un sistema automático de diagnóstico basado en el método propuesto. En efecto, de nada vale cuantificar el grado de avería, computando el indicador de fallo de forma automática, si el patrón de fallo no aparece en la etapa cualitativa. De hecho, un valor reducido del citado indicador de fallo debe ser corroborado con la existencia del patrón de fallo; si el valor de indicador fuera reducido pero no apareciera el patrón de fallo, el valor del indicador pudiera deberse a un incremento de energía causado por otros fenómenos que no fueran una avería (por ejemplo, una oscilación en el par de la carga arrastrada).

De forma equivalente, la identificación del patrón, por sí sola, no implica que nivel de avería sea severo. Este nivel de avería debe ser determinado por la computación del indicador de fallo.

En los siguientes epígrafes se ofrecen las directrices básicas para la automatización de cada etapa del método de diagnóstico propuesto.

### 7.2.1. AUTOMATIZACIÓN DE LA DETECCIÓN DEL PATRÓN DE FALLO

La idea de esta etapa es automatizar el proceso de detección del patrón característico que aparece en las señales wavelet resultantes del análisis de la corriente de arranque. A efectos de simplificar el proceso, se podría centrar en una señal wavelet concreta en lugar de considerar las tres señales wavelet que conforman el patrón en forma de  $\Lambda$ . En efecto, además del citado patrón de fallo en forma de  $\Lambda$  que el armónico lateral causa en las señales  $d_7$ ,  $d_8$  y  $a_8$ , en la propia señal de detalle  $d_7$  este armónico produce un patrón de forma de onda muy característico, que está basado en dos ‘lóbulos’ de oscilaciones separados una cierta distancia. Este patrón, comentado con anterioridad, no aparece cuando la máquina está sana. Si se pudiera automatizar la detección de este patrón en la señal  $d_7$ , sería posible conseguir la aplicación automática de esta etapa cualitativa. La Figura 159 muestra la diferencia de la forma de onda de la señal  $d_7$  para un motor sano (Figura 159 (b)) y uno con barras rotas (Figura 159 (a)), cuando dicho motor es arrancado mediante arrancador.

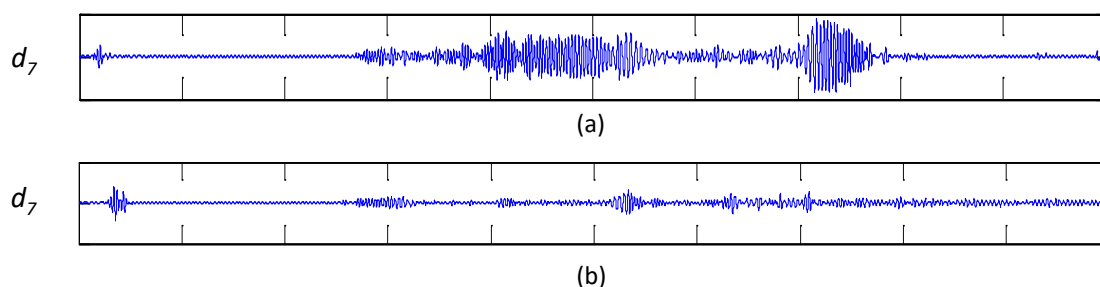


Fig. 159. Forma de onda de la señal de detalle  $d_7$  para un motor arrancado mediante arrancador:  
(a) motor con dos barras rotas y (b) motor sano.

Existen varias alternativas para automatizar la detección del patrón de fallo mostrado en la Figura 159 (a). Una de ellas radica en la elaboración de programas que permitan la detección de variaciones en la forma de onda de  $d_7$  que se correspondan con las que sigue el citado patrón. Así, si se considera la envolvente de  $d_7$ , y dejando de lado las oscilaciones iniciales causadas por el transitorio electromagnético y efecto de borde, vemos que la citada envolvente sigue una evolución característica en el patrón de fallo: primero es aproximadamente cero, luego crece, posteriormente decrece (primer lóbulo), luego se mantiene en un valor reducido (tramo intermedio entre lóbulos), para posteriormente crecer y decrecer de nuevo (segundo lóbulo). La programación de un algoritmo que detecte dicha variación no resulta complicada, si bien requiere la fijación de umbrales para detectar los cambios de tendencia en la trayectoria de la envolvente, evitando la posible influencia de eventuales distorsiones puntuales en la citada señal.

Otra alternativa es utilizar algoritmos más robustos, como el planteado en [KARVELIS 2015]. Como se ha apuntado, el algoritmo propuesto en ese trabajo se basa en la segunda IMF derivada de la EMD de la corriente de arranque. Sin embargo, el citado algoritmo es perfectamente aplicable si se sustituye la citada IMF por la señal de detalle  $d_7$ .

El primer paso para la aplicación de un algoritmo similar al propuesto en [KARVELIS 2015] consistiría en la aplicación de la DWT a la corriente de arranque del motor arrancado mediante arrancador y la posterior extracción de la señal de detalle  $d_7$ . A continuación (y tal y como se hace en [KARVELIS 2015] pero sobre la señal IMF) se aplicaría el proceso denominado *Symbolic Aggregate Approximation* (SAX); mediante este proceso, como se ha apuntado, se convierte una serie temporal de valores reales en una secuencia de símbolos predefinidos. El SAX toma como entrada una serie temporal (señal) de longitud arbitraria  $N$  y la convierte en una cadena de longitud  $w$  ( $w < N$ ) utilizando un alfabeto predefinido.

Básicamente, el proceso SAX está formado por dos etapas, tal y como se explica en [KARVELIS 2015]: 1) *Piecewise Aggregate Approximation* (PAA) y 2) *Discretization*. En la primera etapa (PAA), se efectúa una normalización inicial de la señal (de forma que tenga media y desviación típica unitarias). Posteriormente, la señal se divide en  $w$  ventanas de igual longitud y se calcula la media de cada ventana o sección. Aproximando en cada ventana la señal por su valor medio en dicha ventana, se consigue una reducción del volumen de los datos (se pasa de  $N$  muestras a  $w$  ventanas). Como ejemplo ilustrativo se muestra la Figura 160, en la que se dibuja una señal original de ejemplo en color azul y su representación PAA en color rojo. Se ha elegido una longitud de  $w=25$  segmentos y una señal original de 1000 muestras. Como se ve, con este proceso se consigue una reducción significativa de la dimensionalidad de la señal de entrada (de 1000 muestras se pasa a 25 ventanas).

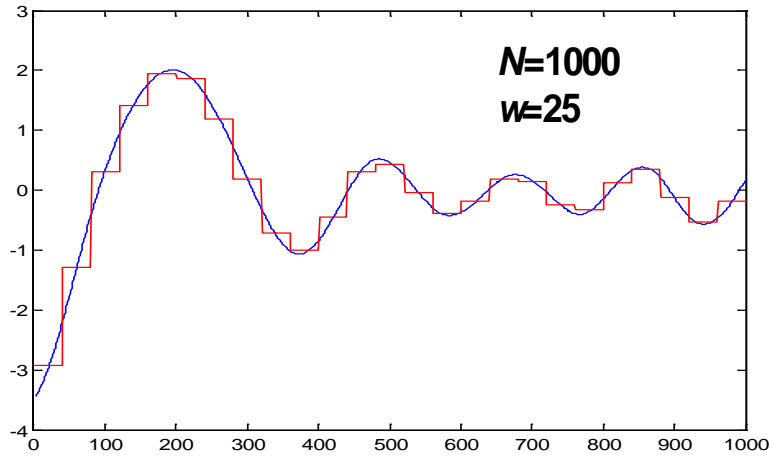


Fig. 160. Ejemplo de aplicación del proceso PAA sobre una señal de ejemplo [KARVELIS 2015].

Tras la aplicación del proceso PAA, el siguiente paso es la discretización de la señal (*Discretization*). Esto se consigue definiendo una partición del espacio continuo original. Para ello, se considera una distribución gaussiana de los datos de la serie y se determinan los ‘valores frontera’ (*breakpoints*) que limitan áreas de igual tamaño debajo de la distribución gaussiana [KARVELIS 2015]. A continuación, se asignarán símbolos del alfabeto predefinido en función del área en la que caiga el correspondiente valor de la serie resultante del PAA. Como ejemplo, para el caso de la Figura 160, a los coeficientes PAA que están por debajo del primer valor frontera, se les asigna el símbolo “a” del alfabeto predefinido (por ejemplo, los dos primeros coeficientes al principio de la forma de onda); a todos los coeficientes mayores al primer valor frontera pero menores al segundo se les asigna el símbolo “b”... y así continua el proceso hasta que se asigna a los coeficientes PAA más altos el último símbolo del alfabeto predefinido. La Figura 161 muestra la aplicación de este proceso a la señal de la Figura 160, así como la cadena de símbolos resultante del proceso SAX.

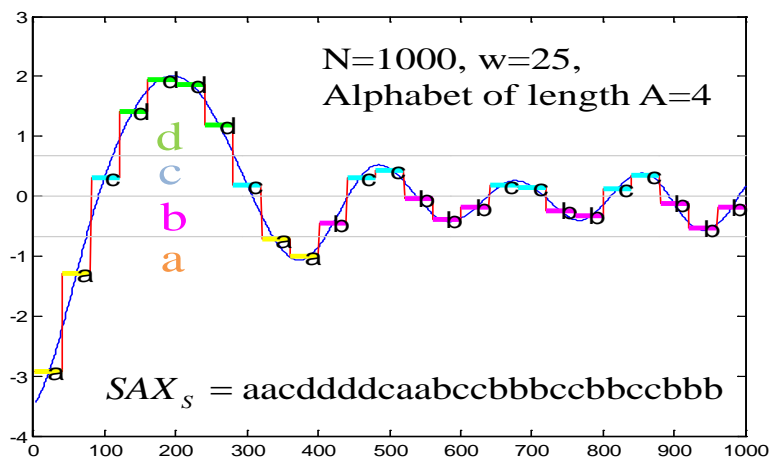


Fig. 161. Aplicación del proceso de discretización a la señal de la Figura 160 y cadena resultante del proceso SAX [KARVELIS 2015].

La idea es aplicar el proceso descrito a la señal de detalle  $d_7$  resultante del análisis DWT de la corriente de arranque. La Figura 162 muestra la aplicación de este proceso: en concreto, la Figura 162 (a) muestra la forma de onda original a una señal análoga a la señal de detalle  $d_7$  para el caso de un motor arrancado mediante arrancador (rampa de corriente), la Figura 162 (b) muestra la representación PAA de la señal y, finalmente, la Figura 162 (c) muestra la representación simbólica de la citada señal considerando un alfabeto de 10 símbolos (1,2,... 10). Si bien la representación simbólica parece que se aleja bastante de la señal original, la información contenida es suficiente para crear un sistema de diagnóstico automático.

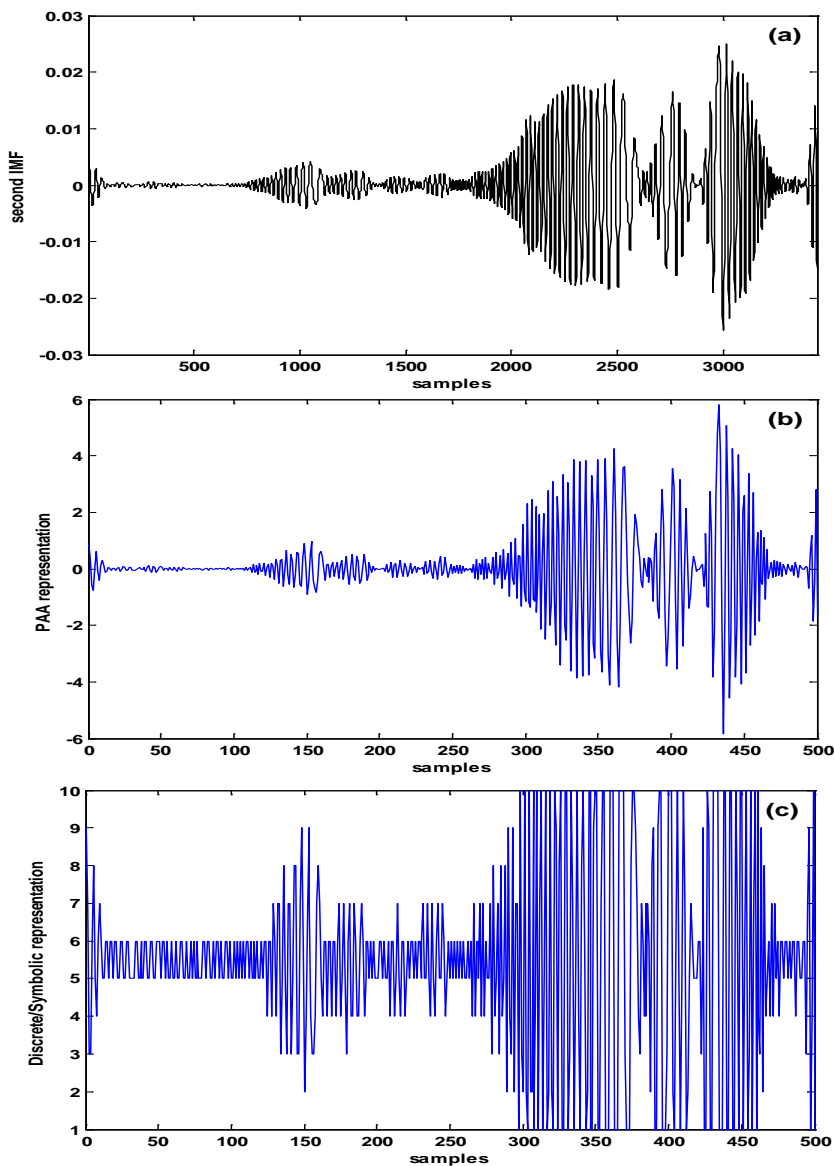


Fig. 162. Aplicación del proceso SAX a una señal análoga a la señal de detalle  $d_7$  para un motor con dos barras rotas arrancado mediante arrancador (rampa de tensión):  
 (a) forma de onda original,  
 (b) representación PAA,  
 (c) representación simbólica utilizando un alfabeto de 10 símbolos (1,2,...,10)  
 [KARVELIS 2015].



La siguiente etapa del proceso radica en la extracción de un ‘vector de características’ (*bag of patterns*) que contenga la información básica de la señal original. Este vector se construye a partir de la representación en base a un ‘vector de palabras’ (*bag of words*). El proceso es el siguiente: tomando como base la cadena resultante del proceso SAX, ésta se trata como un texto. Considérese el ejemplo que se veía anteriormente:

$$SAX_s = \text{aacddddcaabccbbbccbbccbbb}$$

A partir de esta cadena, se utiliza una ventana móvil para ir extrayendo las ‘palabras’:

$$SAX_s = \boxed{\boxed{a}\boxed{a}\boxed{c}}\text{ddddcaabccbbbccbbccbbb}$$

De esta forma, se va contando la frecuencia de aparición de cada palabra:

palabra	aa	ab	ac	ad	ba	bb	bc	bd	ca	cb	cc	cd	da	db	dc	dd
#	2	1	1	0	0	5	3	0	1	3	3	1	0	0	1	3

El histograma de aparición de palabras es lo que se conoce como ‘*bag of patterns*’ o vector de características, el cual caracteriza la señal original. Usualmente, la representación en base a ‘*bag of patterns*’ crea vectores de características de grandes longitudes (por ejemplo, con un alfabeto de 10 símbolos y una longitud de palabra igual a 3, el vector de características tiene una longitud de  $10^3=1000$ ). Es por ello que se puede aplicar una etapa ulterior de reducción de la dimensionalidad para reducir este tamaño (haciendo uso por ejemplo de *Principal Component Analysis* (PCA), que es la técnica aplicada en [KARVELIS 2015] a tal efecto).

La última etapa del método de automatización propuesto consiste en aplicar un clasificador (por ejemplo, del tipo k-vecinos más próximos (*nearest neighbors*)). Este clasifica de forma automática al respectivo vector en una de las dos categorías predefinidas (sano-averiado). Esta asignación se realiza encontrando el caso más similar almacenado al que se está considerando y asignándole a éste la etiqueta de dicho caso almacenado.

En el marco de la presente tesis, se han realizado pruebas preliminares en base al método sugerido y se han obtenido excelentes resultados de clasificación. En estas pruebas se consideraron los parámetros:  $w=500$  (500 ventanas durante la fase PAA), 10 símbolos y palabras de longitud=2. Se pretende ahondar en esta etapa de automatización del método en futuros trabajos.

## 7.2.2. COMPUTACIÓN AUTOMÁTICA DEL INDICADOR DE SEVERIDAD DE FALLO $\gamma_{D7}$ .

Una vez sugeridas algunas directrices para automatizar la detección del patrón de avería en la señal  $d_7$  resultante de la DWT de la corriente de arranque, resulta interesante dedicar un epígrafe a describir las alternativas que se proponen para automatizar la computación del índice de severidad de avería  $\gamma_{D7}$ . La idea es que la etapa anterior determinara de forma automática si existe o no avería, mientras que esta etapa permitiría la obtención automática del nivel de fallo.

El primer paso radica en determinar qué instante se considera el fin del arranque. En efecto, el arranque, en teoría, concluye cuando se alcanza el régimen permanente de funcionamiento. No obstante, en ocasiones no resulta fácil determinar el instante exacto en el que se alcanza tal régimen de funcionamiento, con lo que se establecen criterios para poder determinar automáticamente hasta qué instante se considera que dura la corriente de arranque (por ejemplo, cuando se alcanza un % prefijado de la velocidad nominal o un % de la corriente nominal). Dado que, como se ha visto, el indicador de fallo propuesto no varía sensiblemente si se considera un tramo mayor de la señal  $d_7$  para su computación (que vaya más allá del segundo lóbulo del patrón de fallo), en esta sección se considera que la corriente de arranque a analizar se prolonga hasta el instante en que se puentean los tiristores. Este instante es fácilmente identificable gracias al pico de corriente, claramente visible, que aparece cuando se efectúa el citado puenteo. La grabación de estas porciones de señal se puede conseguir fácilmente de forma automática; la señal se grabaría hasta que el bloque de control da la orden de puentear los tiristores, o bien al bajar de un determinado umbral próximo a  $0^\circ$  del ángulo de disparo. En realidad, una parte de las señales correspondería al régimen permanente, pues la conmutación no se produce inmediatamente al alcanzar dicho régimen. Sin embargo, la influencia sobre el indicador de fallo no va a ser significativa y sería similar en todos los casos que tengan una misma configuración de arranque. Por otro lado, los armónicos que introduce o amplifica el arrancador una vez se ha alcanzado el régimen permanente son prácticamente inexistentes.

La idea es que, una vez obtenida la señal wavelet  $d_7$ , el indicador se compute en base a la energía entre el inicio de la citada señal (desechando un cierto % de muestras iniciales afectadas por el transitorio electromagnético) y el citado instante de puenteo de los tiristores. Siguiendo la definición del indicador, se dividiría posteriormente dicha energía por la del tramo equivalente de la corriente de arranque total, obteniendo así un indicador adimensional.

La computación de este indicador puede determinar de forma automática el nivel de fallo, en base a la comparación con umbrales predefinidos. También se puede utilizar este indicador para determinar el nivel de fallo por comparación con el estado sano.

En este epígrafe se muestran algunos resultados de computación automática del indicador obtenidos en diversos ensayos en los que se efectuaba el arranque bajo condiciones similares de programación del arrancador.

Estos resultados se consiguen con un algoritmo programado por el autor que permite la computación automática del indicador de fallo y la determinación del nivel de avería por comparación con valores de referencia.

### **7.2.2.1. Ensayos experimentales**

Para comprobar, de forma preliminar, la eficacia y fiabilidad del método propuesto para la determinación automática de la severidad del fallo, se analizaron 36 señales en total (9 para cada uno de los 4 arrancadores). Como se ha comentado, de cara a la computación del indicador, se consideran las señales de corriente desde el inicio del arranque hasta el momento de la conmutación de los tiristores, en el cual quedan puenteados.

Una vez analizadas las señales de corriente mediante la DWT, se suprime automáticamente una pequeña porción de muestras iniciales y finales de la señal  $d_7$  (10% del total de muestras en cada extremo), para evitar la influencia de las distorsiones causadas por el transitorio electromagnético y por el efecto de borde de la transformada.

Al igual que se hacía en el capítulo precedente, el valor final que se toma del indicador  $\gamma_{D7}$  es el valor promedio de las 3 fases, incluso en el caso del modelo OMRON, con 3 fases controladas y cuyos valores de los indicadores calculados para cada fase son los que menores diferencias porcentuales significativas presentan entre ellos.

A título ilustrativo, en las Figuras 163 a 166 se comparan distintas señales de la corriente de arranque de motores sin fallo (0 barras rotas) y provenientes de fases controladas y no controladas, para los cuatro modelos de arrancador. Estas señales son las que se consideran para la computación automática del indicador de severidad de fallo.

En estas figuras se observan, a simple vista, diferencias cualitativas entre las señales (a excepción de las que provienen del arrancador modelo OMRON), que se traducirán en diferencias en las componentes en frecuencia que aparecerán en las señales wavelet y que confirman que el cálculo del valor medio del indicador supone una aproximación más exacta de la cuantificación del fallo de la máquina cuando éste está presente.

Por otro lado, en las Figuras 164 y 165 se observan los ‘picos’ de corriente (señalados con líneas a trazos rojos), que se producen al quedar puenteados los tiristores y que en esos casos sirven como referencia visual del límite de la porción de señal que será analizada. En los demás casos, se estima que la duración de la señal a analizar es la programada en el arrancador.

Cabe también mencionar que dichos ‘picos’ se producen segundos después de haber concluido el transitorio de arranque, debido a que la carga que arrastra el motor en los casos analizados era mínima con lo que, a pesar de la actuación del arrancador ralentizando el proceso de arranque, el régimen permanente se alcanza en un tiempo significativamente inferior al programado en los casos presentados en las Figuras 164 y 165.

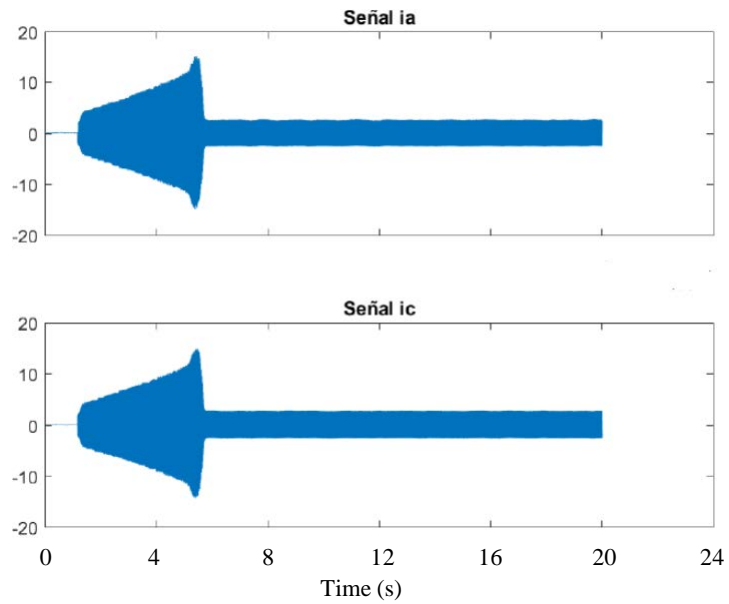


Fig.163. Comparación entre las señales de corriente de arranque de dos de las fases controladas. Arrancador OMRON ( $\approx 45\%$ , 9s). Motor sano.

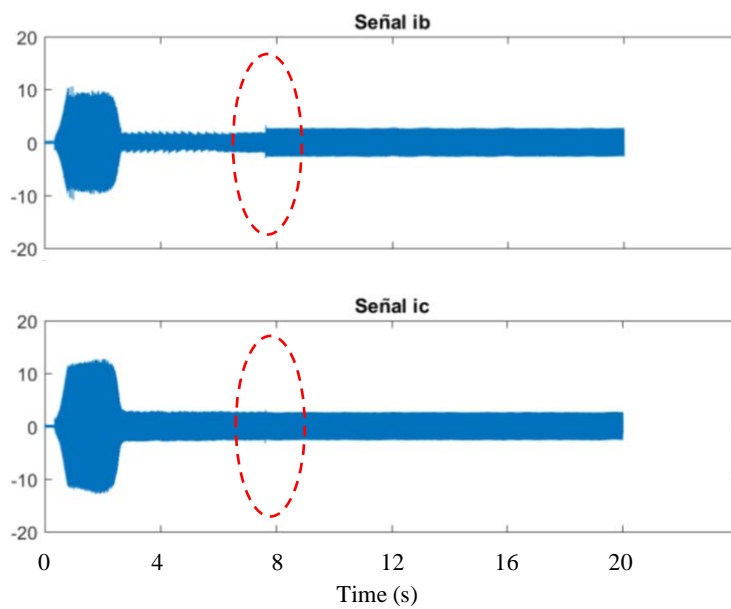


Fig. 164. Comparación entre las señales de corriente de arranque de fase no controlada (ib) y fase controlada (ic). Arrancador ABB ( $\approx 55\%$ , 5s). Motor sano.

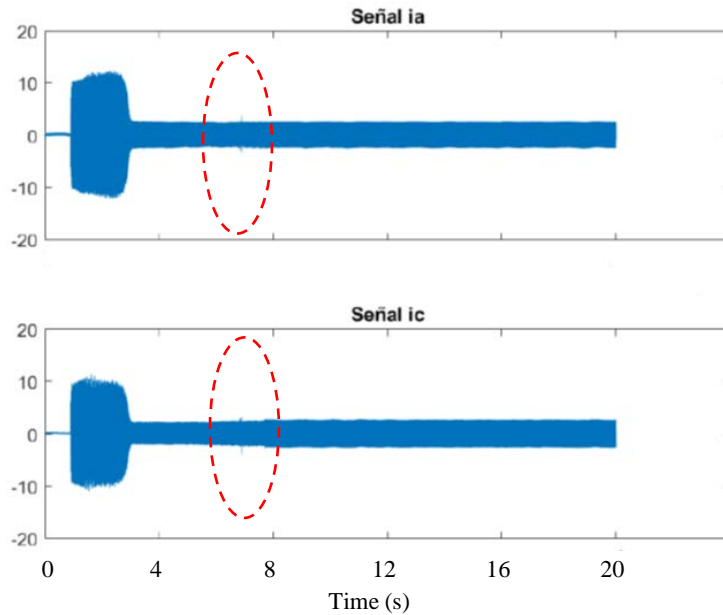


Fig. 165. Comparación entre las señales de corriente de arranque de fase controlada (ia) y fase no controlada (ic). Arrancador SIEMENS ( $\approx 50\%$ , 7'5s). Motor sano.

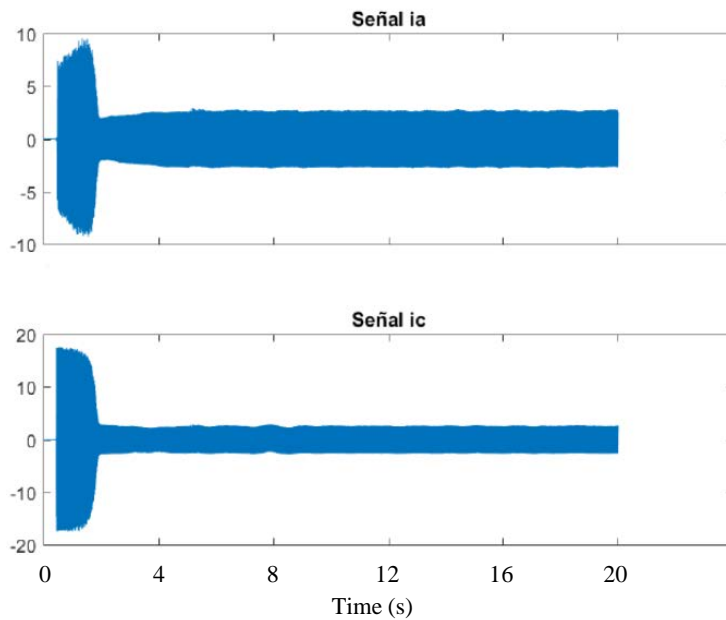


Fig.166. Comparación entre las señales de corriente de arranque de fase controlada (ia) y fase no controlada (ic). Arrancador SCHNEIDER ( $\approx 30\%$ , 5s). Motor sano.

Finalmente, en las Figuras 167 a 170 se comparan las señales wavelet  $d_7$  correspondientes a los análisis de los arranques con 0 barras rotas y 2 barras rotas (fase controlada en todos los casos), para los distintos arrancadores. En ellas se pueden observar las diferencias de amplitudes entre las citadas señales, que reflejan las distintas amplitudes de las componentes frecuenciales incluidas en la banda que cubre la citada señal  $d_7$  (19'5 Hz – 39 Hz) y que aparecen cuando el fallo está presente, en este caso, con 2 barras rotas.

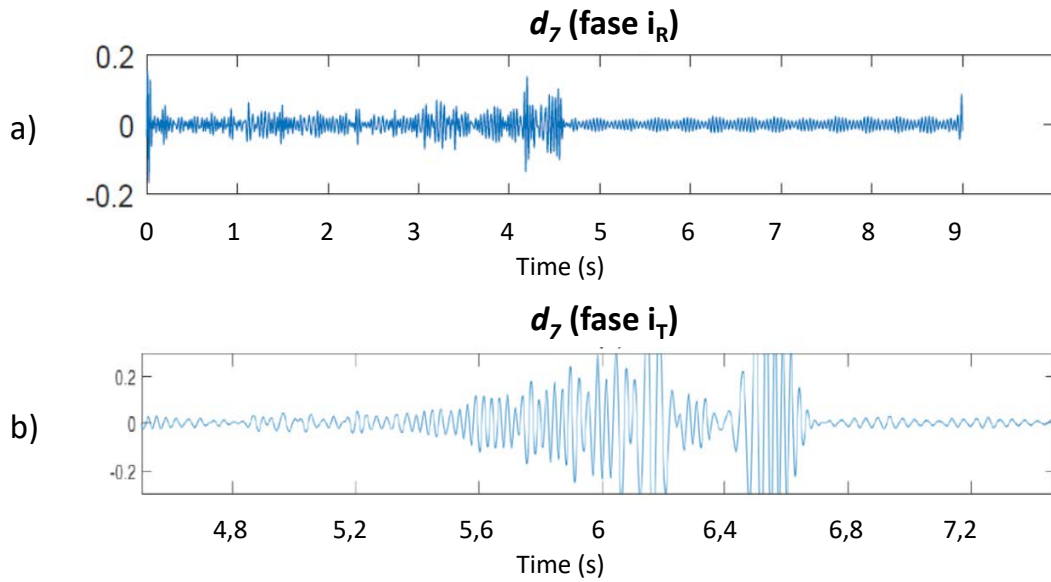


Fig.167. Comparación entre las señales de detalle  $d_7$  de la fase controlada:  
 a)  $i_R$  (0 BR), b)  $i_T$  (2 BR). Arrancador OMRON ( $\approx 45\%$ , 9s).

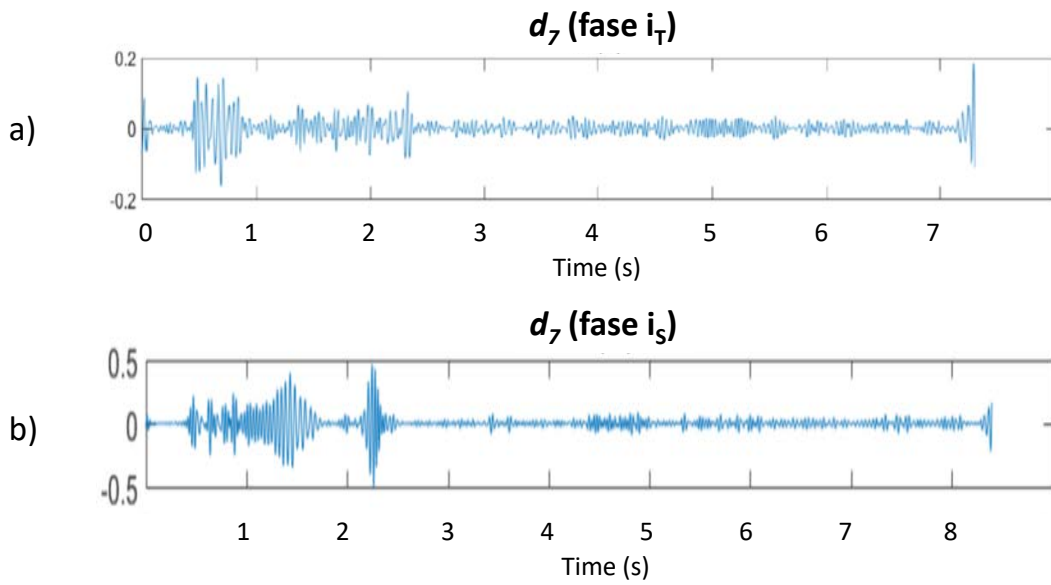


Fig.168. Comparación entre las señales de detalle  $d_7$  de la fase controlada:  
 a)  $i_T$  (0 BR), b)  $i_S$  (2 BR). Arrancador ABB ( $\approx 55\%$ , 5s).

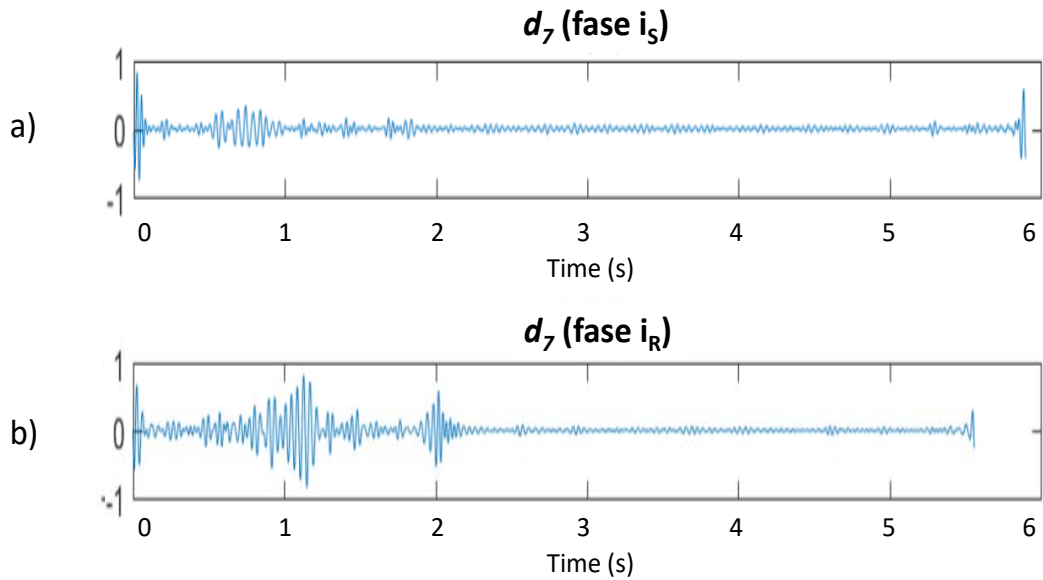


Fig.169. Comparación entre las señales de detalle  $d_7$  de fase controlada:  
a)  $i_S$  (0 BR), b)  $i_R$  (2 BR). Arrancador SIEMENS ( $\approx 50\%$ , 7'5s).

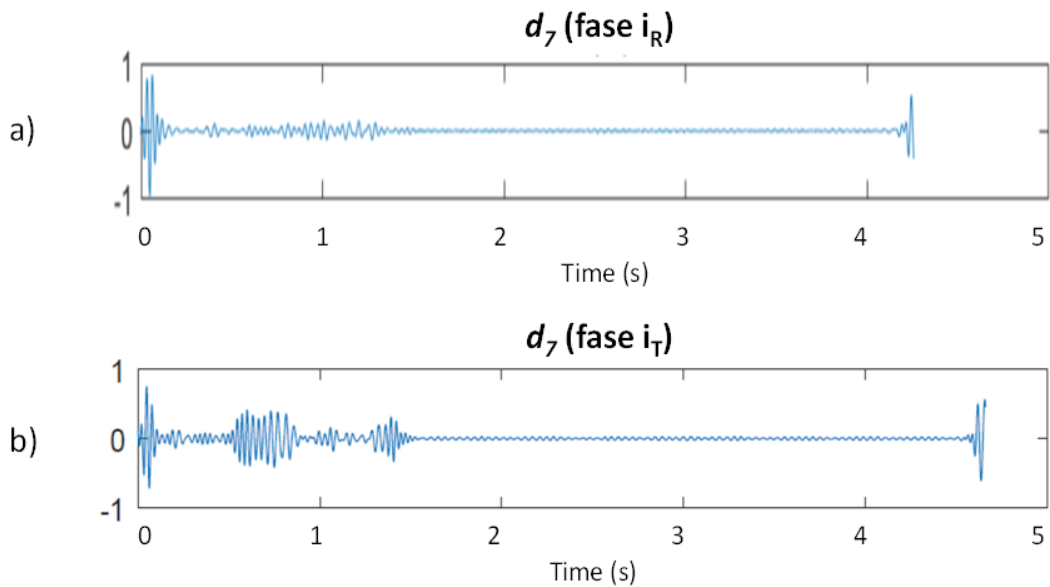


Fig.170. Comparación entre las señales de detalle  $d_7$  de fase controlada:  
a)  $i_R$  (0 BR), b)  $i_T$  (2 BR). Arrancador SCHNEIDER ( $\approx 30\%$ , 5s).

En las Figuras 167 a 170 se puede observar que, en todos los casos, aparecen mayores amplitudes en las señales correspondientes a los motores con 2 barras rotas, en comparación con las de motores sin fallo. Hay que destacar la disminución de las amplitudes de las oscilaciones en todos los casos a partir de alcanzar el régimen permanente.

Dado que los tiristores no están puenteados hasta el final de la correspondiente señal, las componentes en frecuencia introducidas hasta llegar a ese instante entraran en el cálculo del indicador de fallo, pero su peso proporcional será mucho menor que el de las comprendidas hasta finalizar el transitorio de arranque, entre las cuales se encuentran las componentes que introducen los armónicos característicos del fallo.

Este hecho, como se verá en las tablas de resultados del siguiente epígrafe (Tabla XXXII), se traduce en que una vez finalizado el transitorio, el tramo de régimen permanente que abarca la señal considerada hasta que se puentean los tiristores no tiene una incidencia significativa en los valores obtenidos del indicador (comparar, por ejemplo, los arranques 1 y 3 del modelo OMRON).



### **7.2.2.2. Discusión de los resultados**

En la Tabla XXXII se recogen los resultados de aplicar el método de computación automática del indicador de fallo sobre las señales de corriente de arranque para los cuatro modelos de arrancador. La evolución de los valores del indicador de fallo en función de la severidad de la avería (una o dos barras rotas) queda reflejada en las filas en color rojo, en las que se recoge la disminución porcentual del indicador respecto a los valores calculados para el caso de cero barras rotas. Por su parte, cada columna corresponde una configuración concreta del arrancador considerado.

Se observa que, en todos los casos analizados con la misma configuración del arrancador, el valor del indicador disminuye respecto al calculado con cero barras rotas. Hay que destacar las disminuciones porcentuales que se obtienen al comparar la condición de cero barras rotas con la de dos barras rotas, para los cuatro modelos, siendo muy significativas en la mayoría de los casos. Por ejemplo, en el caso del arrancador modelo OMRON, estas diferencias entre los casos de cero y dos barras rotas no bajaron del 22%, en ninguna de las configuraciones programadas. Este hecho es relevante pues, como ya se ha comentado, es el único de los arrancadores ensayados que tiene las tres fases controladas y, por tanto, el que más se asemeja a los utilizados en el entorno industrial, especialmente entre los que accionan grandes motores.

De forma equivalente, los resultados obtenidos con el arrancador modelo SCHNEIDER fueron también muy similares a los obtenidos con el OMRON, no bajando del 20% en ninguna de las tres configuraciones testeadas. En el caso de los modelos ABB y SIEMENS (ambos con dos fases controladas y resto de características nominales similares), se configuraron los arranques con los mismos valores para comparar adicionalmente las diferencias obtenidas entre ambos.

Al comparar los valores de ambos arrancadores, las variaciones entre los casos de cero a dos barras rotas muestran pequeñas diferencias porcentuales entre ellos, que son inferiores al 3% en dos de las configuraciones, aunque mayores (más de un 23%) en la correspondiente a 40% y 20s. Con todo, los resultados comparados entre el ABB y el SIEMENS difieren menos entre ellos que si los comparamos por separado con el OMRON o el SCHNEIDER.

Sin embargo, como se ha comentado al comparar los resultados entre el modelo OMRON y el SCHNEIDER (que son los que poseen las características más dispares), resultan ser los que presentan diferencias menores en lo que respecta a la variación entre las condiciones de cero y dos barras rotas, teniendo en cuenta que en este caso, además, las configuraciones de los arranques de ambos arrancadores son diferentes.

Tabla XXXII  
Resultados del método de computación automática del indicador de fallo  
para los cuatro arrancadores considerados

		ARRANCADOR SCHNEIDER					
		CONFIGURACION ARRANQUE : ≈30%, 5s	EVOLUCION γ D7	CONFIGURACION ARRANQUE : ≈67'5%, 5s	EVOLUCION γ D7	CONFIGURACION ARRANQUE : ≈42'5%, 4s	EVOLUCION γ D7
		VALOR MEDIO DE γD7 :	DISMINUCION RESPECTO A 0 B.R. :	VALOR MEDIO DE γD7 :	DISMINUCION RESPECTO A 0 B.R. :	VALOR MEDIO DE γD7 :	DISMINUCION RESPECTO A 0 B.R. :
CONDICION FALLO	0 B.R.	45,16	-	43,25	-	42,29	-
	1 B.R.	40,97	9,3%	41,83	3,3%	40,5	4,2%
	2 B.R.	33,52	25,8%	33,6	22,3%	33,54	20,7%

		ARRANCADOR OMRON					
		CONFIGURACION ARRANQUE : ≈45%, 1s	EVOLUCION γ D7	CONFIGURACION ARRANQUE : ≈72%, 6s	EVOLUCION γ D7	CONFIGURACION ARRANQUE : ≈45%, 9s	EVOLUCION γ D7
		VALOR MEDIO DE γD7 :	DISMINUCION RESPECTO A 0 B.R. :	VALOR MEDIO DE γD7 :	DISMINUCION RESPECTO A 0 B.R. :	VALOR MEDIO DE γD7 :	DISMINUCION RESPECTO A 0 B.R. :
CONDICION FALLO	0 B.R.	42,75	-	47,45	-	45,41	-
	1 B.R.	37,83	11,5%	44,02	7,2%	42,74	5,9%
	2 B.R.	31,75	25,7%	35,64	24,9%	35,1	22,7%

		ARRANCADOR SIEMENS					
		CONFIGURACION ARRANQUE : ≈70%, 10s	EVOLUCION γ D7	CONFIGURACION ARRANQUE : ≈40%, 20s	EVOLUCION γ D7	CONFIGURACION ARRANQUE : ≈50%, 7'5s	EVOLUCION γ D7
		VALOR MEDIO DE γD7 :	DISMINUCION RESPECTO A 0 B.R. :	VALOR MEDIO DE γD7 :	DISMINUCION RESPECTO A 0 B.R. :	VALOR MEDIO DE γD7 :	DISMINUCION RESPECTO A 0 B.R. :
CONDICION FALLO	0 B.R.	37,29	-	34,16	-	35,36	-
	1 B.R.	34,06	8,7%	34,14	0,1%	32,9	7,0%
	2 B.R.	31,75	14,9%	31,54	7,7%	28,33	19,9%

		ARRANCADOR ABB					
		CONFIGURACION ARRANQUE : ≈70%, 10s	EVOLUCION γ D7	CONFIGURACION ARRANQUE : ≈40%, 20s	EVOLUCION γ D7	CONFIGURACION ARRANQUE : ≈55%, 5s	EVOLUCION γ D7
		VALOR MEDIO DE γD7 :	DISMINUCION RESPECTO A 0 B.R. :	VALOR MEDIO DE γD7 :	DISMINUCION RESPECTO A 0 B.R. :	VALOR MEDIO DE γD7 :	DISMINUCION RESPECTO A 0 B.R. :
CONDICION FALLO	0 B.R.	38,0	-	34,99	-	39,58	-
	1 B.R.	37,03	2,6%	33,74	3,6%	37,46	5,4%
	2 B.R.	32,39	14,8%	32,94	5,9%	31,47	20,5%

En conclusión, el análisis de los datos recogidos en la Tabla XXXII apunta, entre otras cosas a que, al igual que sucedía con los resultados obtenidos de la aplicación de la etapa cuantitativa del método propuesto, vista en el capítulo previo, la variación obtenida entre los casos de motor sano y motor averiado depende, en cierto modo, del modelo de arrancador empleado. No obstante, esta diferencia siempre se mantiene en valores relativamente significativos, especialmente si se considera el caso de dos barras rotas. Se puede concluir que, tomando como referencia los valores del indicador para el caso del motor sano, variaciones superiores al 20% serían indicativas de la presencia de, al menos, dos barras rotas en la jaula rotórica. Esto sería válido para cualquier arrancador y configuración de arranque.

## CAPÍTULO 8. CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS

### 8.1. CONCLUSIONES Y APORTACIONES DE LA TESIS

La presente tesis se ha centrado en el diagnóstico de la condición del rotor de motores de inducción arrancados mediante arrancador estático. A tal fin, en la tesis se ha aplicado una metodología de diagnóstico, la cual había sido validada en otros trabajos pero en el contexto del diagnóstico de motores de inducción arrancados con otros métodos. La metodología propuesta se centra en el análisis de la corriente de arranque demandada por el motor, haciendo uso de la Transformada Wavelet Discreta (DWT). El uso de esta herramienta de procesamiento de señal se ha justificado en su simplicidad, bajo coste computacional y disponibilidad en paquetes matemáticos convencionales.

La metodología utilizada se ha basado en un doble enfoque; por un lado, *cualitativo*, centrado en la detección de patrones creados por las componentes de fallo en las señales wavelet resultantes del análisis DWT y, por otro lado, *cuantitativo*, basado en la computación de un indicador para determinar la severidad del fallo. Este indicador se define de forma explícita en la tesis y se basa en la computación de la energía de una región específica de una señal wavelet resultante del análisis.

Como paso previo a la validación del método comentado, en la tesis se aborda de forma teórica el contenido armónico de la señal de corriente de arranque, caracterizando las componentes presentes en tal señal, tanto en estado sano como en estado de avería. Se pone énfasis en las componentes armónicas amplificadas por el uso de arrancador estático. A este respecto, la investigación realizada concluye que el uso de arrancador amplifica ciertos armónicos de devanado (WH), así como ciertas familias de armónicos principales de ranura (familia indirecta de PSH). Varios análisis tiempo-frecuencia realizados en la tesis mediante el uso de transformadas continuas ayuda a ratificar estas afirmaciones y a explicar el origen de las distorsiones y oscilaciones que aparecen en las señales wavelet resultantes de la DWT, las cuales afectan a la computación del indicador de fallo.

A continuación, se procede a la validación masiva del método propuesto. Esta validación se consigue, por un lado, utilizando datos provenientes de ensayos de laboratorio, obtenidos con dos bancadas experimentales que son descritas con detalle en la tesis. Por otro lado, la validación se ratifica mediante señales industriales, obtenidas en motores de industrias diversas (industrias alimentarias, de pienso animal y plantas depuradoras). La amplia gama de señales obtenidas ayuda a corroborar la validez del método con la mayor generalidad posible, dada la diversidad de condiciones de operación ensayadas, de características constructivas consideradas, de modelos de arrancador testeados y de parámetros de arranque programados.

En lo que respecta a los ensayos de laboratorio, se han obtenido más de 900 señales diferentes, ensayando hasta cinco modelos de arrancadores distintos, con ayuda de las dos bancadas comentadas. Los arrancadores considerados corresponden a fabricantes muy conocidos y poseen características y topologías muy diversas, lo cual ha permitido comprobar la validez del método en una amplia gama de casos. Una de las características más importantes que se ha estudiado es la influencia del número de fases controladas sobre los resultados. A este respecto, el hecho de haber ensayado arrancadores con control en distinto número de fases ha permitido obtener valiosas conclusiones de los análisis. Asimismo, se ha estudiado la influencia de diversas opciones de programación del arranque (tensión inicial, duración de la rampa y, para algún modelo, limitación de corriente). Se ha aplicado el doble enfoque en el que se basa la metodología propuesta (cualitativo-cuantitativo) a la totalidad de las señales obtenidas, derivándose conclusiones muy interesantes sobre la influencia de la topología utilizada sobre los resultados y sobre la influencia de los parámetros de arranque. A este respecto, ha resultado de especial interés la evaluación del indicador de severidad de fallo, para todos los casos ensayados, la cual ha permitido constatar la necesidad de establecer diferentes umbrales para determinar el nivel de fallo, dependiendo del arrancador considerado.

En lo que respecta a las señales industriales, la aplicación del método propuesto ha permitido diagnosticar la condición del rotor en motores reales accionados con arrancador. Estos motores operan en diferentes industrias y, en algunos de los casos estudiados, la aplicación de técnicas clásicas de diagnóstico para determinar la condición del rotor (MCSA) podía conducir a error, dadas las condiciones de operación de algunos de esos motores. Estos resultados industriales resultan muy ilustrativos, ya que muestran las ventajas reales que ofrecen métodos como el propuesto, por los costes derivados de paradas intempestivas que se pueden evitar para las compañías involucradas.

Finalmente, en la tesis se ofrecen las directrices básicas para la posible automatización de la metodología empleada. Esta etapa resulta crucial para la implementación futura en dispositivos portátiles o sistemas autónomos de diagnóstico. A este respecto, se ofrecen pautas para la posible automatización de cada una de las dos fases de las que consta el método propuesto. Por un lado, se propone un enfoque para automatizar la etapa cualitativa de detección del patrón de fallo en las señales wavelet. Este enfoque se basa en una metodología desarrollada en el contexto de un trabajo conjunto con investigadores extranjeros, la cual se basa en la aplicación del proceso SAX ('Symbolic Aggregate Approximation') y en la obtención de un vector de características ('bag of patterns'), el cual se aplica posteriormente a un clasificador *Nearest neighbor*. Por otro lado, se abordan también las pautas a seguir para la computación automática del indicador de fallo, de cara a cuantificar la severidad del fallo una vez se ha detectado que el patrón de fallo está presente. En ambos casos, se ofrecen resultados preliminares obtenidos, si bien es preciso ahondar en esta etapa de automatización en futuros trabajos.

A modo de resumen, las conclusiones de mayor interés alcanzadas en la presente tesis quedan sintetizadas en los siguientes puntos:

- El uso de arrancador estático amplifica determinados armónicos en la señal de corriente de arranque. Entre los armónicos amplificados se encuentran los armónicos de devanado (especialmente, el WH5 y el WH7) y algunas familias de armónicos principales de ranura.
- La amplificación de la familia indirecta de armónicos principales de ranura (PSH (-)) provoca el incremento del contenido armónico en la zona de bajas frecuencias (por debajo de la frecuencia de suministro). Esto conduce a la aparición de pequeñas oscilaciones en las señales wavelet resultantes de la DWT que cubren esta región frecuencial, ejerciendo una influencia en los resultados del indicador de severidad de fallo.
- Para todos los arrancadores ensayados, la aplicación del método propuesto muestra claras diferencias entre el estado sano y el estado averiado (incluso en condiciones con un número muy reducido de barras rotas). Estas diferencias se incrementan al aumentar el nivel de fallo. Las diferencias se observan, tanto en la vertiente *cualitativa* del método (aparición de patrones de fallo), como en la *cuantitativa* (computación del indicador de severidad de fallo). Por tanto, la aplicación del método es efectiva para detectar el fallo y determinar el nivel de avería en el rotor.
- A pesar de lo anterior, sí que se observa que existen diferencias entre los resultados obtenidos para el caso de motores accionados mediante arrancador y los que se obtienen para el caso de arranque directo. En este sentido, en lo que respecta a la vertiente cualitativa del método, se observa una mayor cantidad de oscilaciones en la señales wavelet (en estado sano y averiado) cuando se utiliza arrancador, las cuales son explicadas por el mayor contenido armónico en la zona de bajas frecuencias, causado por el uso de arrancador. También se aprecia una forma ligeramente diferente del patrón de fallo, debido a la naturaleza variable de la tensión aplicada al motor durante el arranque.
- En lo que respecta a la vertiente cuantitativa del método, también se observan diferencias respecto al caso de arranque directo: en el caso de arrancador, las diferencias entre el valor del indicador en estado sano y averiado son menores que las que se obtienen para los casos equivalentes de arranque directo. Esto es debido, principalmente, al mayor valor de la energía de las señales wavelet cuando se usa arrancador (aún en estado sano) debido al mayor contenido armónico. Este aumento de la energía repercute en un menor valor del indicador de fallo en estado sano y en una diferencia relativa menor respecto al caso averiado.
- Por otro lado, a pesar de que para todos los arrancadores son constatables las diferencias entre estado sano y averiado, sí que se aprecian discrepancias entre los resultados obtenidos para los diferentes modelos de arrancador ensayados.
- Así, en primer lugar, se observa una clara diferencia entre los resultados para los arrancadores con control en las tres fases y aquellos con control en un número menor de fases. Por lo general, en los arrancadores con tres fases controladas los resultados son mucho más claros.

En estos arrancadores, los resultados se ven menos influenciados por el contenido armónico de baja frecuencia y los patrones de fallo son identificados con mayor claridad. Además, el comportamiento de las tres fases es similar y el indicador de fallo muestra mayores diferencias entre estado sano y averiado, lo cual permite diagnosticar el fallo de forma más fiable. Dado que muchos arrancadores industriales, principalmente de motores de mayores potencias, tienen esta topología en su circuito de potencia, los resultados del método se muestran más prometedores si cabe de cara a su aplicabilidad práctica.

- En los arrancadores con una o dos fases controladas, los resultados, si bien menos claros, también muestran diferencias significativas entre el estado sano y averiado. Sí se observa, no obstante, que estas diferencias difieren dependiendo si la corriente analizada es de una fase controlada o no controlada. Es por ello, que es recomendable tomar el valor de del indicador, para cada estado, como el valor promedio de las tres fases, para reducir en la medida de lo posible, la influencia de que la fase sea o no controlada.
- Se observa que incluso para modelos de arrancador con topologías similares existen ligeras diferencias en los resultados que son atribuibles a la electrónica interna del arrancador.
- Dadas las menores diferencias que se obtienen en el valor del indicador de severidad fallo entre los estados sano y averiado, para los arrancadores con un número de fases controladas menor que tres, se propone utilizar umbrales diferentes que los fijados para el caso de arrancador con tres fases controladas. Las múltiples pruebas efectuadas sugieren incrementar el valor umbral de 40 dB (separación fallo/no fallo) para estos últimos arrancadores, fijándolo en unos 45 dB para evitar eventuales falsos positivos derivados de la fijación de un umbral demasiado bajo.
- En referencia a la influencia de los distintos parámetros de arranque, se constata que, si bien el patrón de fallo puede ver alterada su anchura u otras características, es detectable para todas las configuraciones ensayadas. Por otro lado, dado que el parámetro de cuantificación ideado es adimensional (se refiere la energía de la señal wavelet considerada en cierto intervalo a la de la señal de corriente de arranque durante el mismo intervalo), éste se ve mínimamente influenciado por los parámetros de arranque fijados y es principalmente función de la condición de avería en la máquina.
- Se constata también la validez del método para evaluar la condición del rotor de motores industriales arrancados mediante arrancador. Las pruebas efectuadas en la tesis con motores de diferentes características, que operaban en industrias de diversa naturaleza, así lo ratifican. La aplicación del método en su doble vertiente (cualitativa-cuantitativa) permite diagnosticar la condición del rotor con elevada fiabilidad, incluso en casos en los que la metodología clásica (MCSA) puede inducir a falsos diagnósticos, como es el caso de motores accionando cargas de naturaleza pulsante. A este respecto, los umbrales fijados para determinar la condición del rotor en base al indicador propuesto, se muestran especialmente válidos en el caso de los motores industriales ensayados (tres fases controladas).



- Adicionalmente, queda también probado el potencial para la automatización del método de diagnóstico propuesto. A este respecto, se apuntan en la tesis ideas para automatizar la aplicación tanto de la vertiente cualitativa del método (detección de patrón de fallos) como en la cuantitativa (computación del indicador de severidad de fallo). Estas directrices constituyen la base para una futura automatización de la metodología, que constituye el paso preceptivo para su posible implementación en dispositivos portátiles y sistemas autónomos de diagnóstico.

Para finalizar, las aportaciones de la presente tesis, se pueden resumir en los siguientes puntos:

- Se ha elaborado una *exhaustiva revisión sobre el estado de la tecnología en relación al diagnóstico de fallos en motores eléctricos*, haciendo especial énfasis en las técnicas existentes para la detección de averías rotóricas. A este respecto, se han repasado las diferentes alternativas, basadas en la monitorización de diferentes magnitudes de la máquina, ahondando especialmente en los fundamentos de la técnica de análisis de corrientes.
- Se ha efectuado una *caracterización de los diferentes armónicos que aparecen en la señal de corriente demandada por el motor*, tanto cuando éste se encuentra en estado sano, como cuando existen diferentes averías en el mismo. Se han caracterizado estos armónicos tanto en régimen permanente de funcionamiento, como durante el transitorio de arranque, determinando las evoluciones seguidas por estos armónicos en este último caso.
- En relación al punto previo, se ha ahondado en la *caracterización diferentes familias de armónicos que aparecen aún en estado sano, como la componente fundamental, los armónicos de devanado (WH) y los armónicos principales de ranura (PSH)*, determinando sus evoluciones transitorias correspondientes.
- Se ha efectuado también la *caracterización de los armónicos introducidos por la carga y sistema de acoplamiento*, determinando también sus evoluciones transitorias.
- Se ha procedido a la *caracterización en régimen permanente y en transitorio tanto de los armónicos introducidos por averías en el rotor (familias 1 y 2) como de los introducidos por otros fallos (excentricidades, fallos en rodamientos)*.
- Una contribución de relevancia de la tesis es la *determinación empírica de los armónicos amplificados en la señal de corriente de arranque por el uso de arrancador estático*. A este respecto, se ha concluido la amplificación de los armónicos de devanado (principalmente WH5 y WH7) y de la familia indirecta de armónicos de ranura (PSH (-)).
- En la tesis se ha efectuado la *validación masiva, por primera vez en la literatura, la metodología de diagnóstico propuesta para el caso de motores arrancados mediante arrancador estático*. Se han empleado más de 900 señales experimentales para efectuar la citada validación.



- Se ha logrado la *obtención de conclusiones novedosas sobre la influencia de la topología del arrancador (número de fases controladas), así como de los parámetros de arranque, sobre los resultados del método de diagnóstico.*
- Se ha logrado la *definición de un indicador de cuantificación de la severidad del fallo, así como la obtención de umbrales para determinar el nivel de fallo en función del valor de tal indicador, adaptado a motores accionados mediante arrancador.*
- Se ha conseguido la *constatación de la validez de la metodología para el diagnóstico de motores industriales arrancados mediante arrancador, a través de los resultados obtenidos con motores que operaban en industrias de sectores diversos.*
- Se ha logrado el *establecimiento de directrices para la automatización futura de la metodología propuesta para el diagnóstico de motores accionados mediante arrancador, tanto en lo que respecta a la vertiente cualitativa del método como en su vertiente cuantitativa.*

Como resultado del trabajo realizado en el contexto de esta tesis, se han obtenido dos publicaciones en revistas internacionales indexadas y otras diez contribuciones en congreso. El desarrollo de la tesis ha sido en parte posible gracias a la financiación concedida por el Ministerio de Economía y Competitividad (MINECO) para el desarrollo del proyecto “COMBINACIÓN DE TÉCNICAS NO INVASIVAS DE MONITORIZACIÓN DEL ESTADO PARA EL DESARROLLO DE MOTORES ELÉCTRICOS INTELIGENTES” en el marco de las ayudas para Proyectos I+D del Subprograma de Generación de Conocimiento, Programa Estatal de Fomento de la Investigación Científica y Técnica de Excelencia’ (ref: DPI2014-52842-P).”

## **Publicaciones en Revista**

J. Corral-Hernandez, J. A. Antonino-Daviu, V. Climente-Alarcon, J. Pons-Llinares, V. Frances-Galiana, "Transient-based rotor cage assessment in induction motors operating with soft-starters," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 51, no.5, pp. 3734-3742, Sep/Oct. 2015. DOI: 10.1109/TIA.2015.2427271.

J. Corral-Hernandez, J. A. Antonino-Daviu, "Influence of the start-up system in the diagnosis of faults in the rotor of induction motors using the Discrete Wavelet Transform". *Procedia Computer Science* 83 (2016) 807 – 815. DOI: 10.1016/j.procs.2016.04.170.

## **Comunicaciones a Congresos**

J. Corral-Hernandez, J. A. Antonino-Daviu, V. Climente-Alarcon, J. Pons-Llinares, V. Frances-Galiana, "Transient-based rotor cage assessment in induction motors operating with soft-starters," *14th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM 2014)*, pp. 342-346, 22-24 May 2014, Bran, Romania.

J. Corral-Hernández, J. Antonino-Daviu ; F. Martínez-Giménez ; A. Peris "Comparison of different wavelet families for broken bar detection in induction motors". *2015 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, 17-19 March 2015, Seville, Spain.

Jose A. Antonino-Daviu, J. Corral-Hernandez, E. Resina-Munoz, V. Climente-Alarcon, "A study of the harmonics introduced by soft starters in the induction motor starting current using continuous time frequency transforms," in proc. of the *IEEE 13th International Conference on Industrial Informatics (INDIN 2015)*, July 2015, Cambridge, UK.

G. Georgoulas, P. Karvelis, C. D. Stylios, I. P. Tsoumas, J. A. Antonino-Daviu, J. Corral-Hernández, V. Climente-Alarcón, G. Nikolakopoulos, "Automatizing the detection of rotor failures in induction motors operated via soft-starters". *41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, IECON 2015*. 9-12 Nov. 2015, Yokohama, Japan.

P. Karvelis, G. Georgoulas, C. D. Stylios, I. P. Tsoumas, J. A. Antonino-Daviu, J. Corral-Hernández, V. Climente-Alarcón, G. Nikolakopoulos "Symbolic time series analysis of the soft starting transient in induction machines". *2015 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, 17-19 March 2015, Seville, Spain.

J. Antonino-Daviu, J. Corral-Hernandez, V. Climente-Alarcon, H. Razik, "Case stories of advanced rotor assessment in field motors operated with soft-starters and frequency converters". *41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, IECON 2015*. 9-12 Nov. 2015, Yokohama, Japan.

J. Corral-Hernandez, J. A. Antonino-Daviu, "Influence of the start-up system in the diagnosis of faults in the rotor of induction motors using the Discrete Wavelet Transform". *6th International Conference on Sustainable Energy Information Technology (SEIT 2016)*, 23-26 May 2016, Madrid, Spain.

J. Corral-Hernandez and J. Antonino-Daviu, "Startup-based rotor fault detection in soft-started induction motors for different soft-starter topologies," *IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Florence, Italy, 2016, pp. 6977-6982.

## 8.2. TRABAJOS FUTUROS

Los trabajos realizados en el contexto de esta tesis son susceptibles de ampliaciones futuras, así como de su aplicación a otras cuestiones de gran interés.

A este respecto, uno de los objetivos que se plantea radica en culminar la automatización de la metodología de diagnóstico propuesta. En este sentido, en la presente tesis se ofrecen directrices muy útiles que pueden servir para efectuar esta automatización del método, tanto en su vertiente cualitativa como cuantitativa. Como se ha apuntado, la automatización del método facilitaría su implementación en dispositivos portátiles de diagnóstico, así como en sistemas autónomos de diagnóstico on-line del estado de motores eléctricos.

Se pretende también ampliar la metodología al diagnóstico de otros tipos de fallos en motores arrancados mediante arrancador. A este respecto, dado que se han obtenido resultados interesantes en el pasado en motores conectados a la red, en referencia al diagnóstico transitorio de excentricidades y fallos en rodamientos, entre otros, se pretende ahondar en la detección de estos fallos en motores accionados mediante arrancadores estáticos. Si bien, como se ha visto en la tesis, las evoluciones de las componentes de fallo resultan diferentes de las que se presentan en el caso de fallos en el rotor, la metodología puede ser adaptada a la detección de tales evoluciones, introduciendo indicadores de severidad de fallo adecuados.

Asimismo, si bien se ha validado en esta tesis la metodología propuesta en motores industriales de industrias diversas, se considera de interés continuar con esta validación en una mayor gama de motores accionados mediante arrancador, considerando también otras industrias y aplicaciones. El proceso de generalización de una metodología es costoso (en el caso de la metodología clásica se ha prolongado durante décadas) y, si bien se ha avanzado notablemente en esta tesis, es necesaria la validación en la mayor cantidad posible de aplicaciones industriales, de cara a permitir la ratificación de los umbrales fijados para los indicadores de severidad de fallo.

Por otro lado, se considera también interesante la posible extensión futura de la metodología de diagnóstico al caso de motores accionados mediante variador de frecuencia. En este caso, las componentes de fallo evolucionan de forma diferente y varios trabajos recientes han conseguido resultados interesantes para el diagnóstico de ciertos fallos, mediante el análisis de la corriente de arranque. Dado que muchos motores industriales son accionados mediante este tipo de dispositivos, se cree interesante abordar la posible aplicación del método al diagnóstico de estos motores.

Finalmente, uno de los objetivos que concitaría un gran interés sería la implementación de la metodología de diagnóstico en el propio arrancador. Esto se podría conseguir haciendo que el arrancador midiera la señal de corriente que suministra al motor durante el arranque, analizándola posteriormente mediante el método propuesto. Esto dotaría de gran atractivo al método, ya que ampliaría las funciones propias del arrancador que ya no se circunscribirían únicamente a funciones de arranque del motor, incorporando funcionalidades de diagnóstico.

## BIBLIOGRAFÍA

- [ABB 1 2015] ABB Drives, "Technical guide No. 6 Guide to harmonics with AC drives", 2015, disponible en: <https://library.e.abb.com>
- [ABB 2 2008] ABB Technical Application Papers. Three-phase asynchronous motors Generalities and ABB proposals for the coordination of protective devices. June 2008.
- [ABB 3 2013] ABB AB Control Products. 2013.
- [ALBRECHT 1986] P.F. Albrecht, J.C. Appiaris, and D.K. Sharma, "Assessment of reliability of motors in utility applications- Updated," IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. EC-1, no. 1, pp. 39-46, March 1986.
- [ALCALDE 2008] Pablo Alcalde San Miguel, "Electrónica general". Ed. Paraninfo. 2008.
- [ALLIANZ 2001] Allianz Insurance, "Monitoring und Diagnose elektrischer Maschinen und Antriebe", Germany (1996-1999), VDE Colloquium, June 28, 2001.
- [ANTONINO 1 2017] Jose A Antonino-Daviu, "Mantenimiento Predictivo de Motores Eléctricos Industriales Mediante Análisis de la Corriente", actas del 6º Congreso Español de Mantenimiento, AEM, Tarragona 28-30 marzo, 2017.
- [ANTONINO 2 2011] J.A. Antonino-Daviu, M. Riera-Guasp, M. Pineda-Sanchez, R. Puche-Panadero, R.B. Pérez, P. Jover-Rodriguez, A. Arkkio, "Fault Diagnosis in Induction Motors using the Hilbert-Huang Transform", Nuclear technology (American Nuclear Society), Vol. 173, pp. 26-34, January 2011.
- [ANTONINO 3 2017] J. Antonino-Daviu; A. Quijano-Lopez; V. Climente-Alarcon; C. Garin-Abellan, "Reliable Detection of Rotor Winding Asymmetries in Wound Rotor Induction Motors via Integral Current Analysis," in IEEE Transactions on Industry Applications, In press, 2017.
- [ANTONINO 4 2014] J. A. Antonino-Daviu, V. Climente-Alarcón, J. Pons-Llinares and E. Wiedenbrug, "Advanced rotor assessment of motors operating under variable load conditions in mining facilities," in Proc. of the 2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Pittsburgh, PA, 2014, pp. 617-621.
- [ANTONINO 5 2017] Jose Antonino-Daviu, Alfredo Quijano-López, Vicente Climente-Alarcon, Hubert Razik, "Evaluation of the detectability of rotor faults and eccentricities in induction motors via transient analysis of the stray flux", in Proc. of the 2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Cincinnati, OH, 2017.

- [ANTONINO 6 2009] J. Antonino-Daviu, P. Jover Rodriguez, M. Riera-Guasp, A. Arkkio, J. Roger-Folch, R.B. Pérez, “Feature Extraction for the Prognosis of Electromechanical Faults in Asynchronous Motors using the Hilbert-Huang Transform” *Energy Conversion and Management*, Elsevier, vol. 50, no. 7, pp. 1810-1820, July 2009.
- [11 ANTONINO 7 2006] J. A. Antonino-Daviu, M. Riera-Guasp, J. R. Folch, and M. Pilar Molina Palomares, “Validation of a new method for the diagnosis of rotor bar failures via wavelet transform in industrial induction machines,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 42, pp. 990-996, 2006.
- [ANTONINO 8 2009] J.A. Antonino-Daviu, M. Riera-Guasp, M. Pineda-Sánchez, R.B. Pérez, “A Critical Comparison Between DWT and Hilbert–Huang-Based Methods for the Diagnosis of Rotor Bar Failures in Induction Machines”, *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 45, no 5, pp. 1794 – 1803, Sept-Oct. 2009.
- [ANTONINO 9 2012] Jose Antonino-Daviu, Martin Riera-Guasp, Joan Pons-Llinares, Jongbin Park, Sang Bin Lee, Jiyeon Yoo and Christian Kral, “Detection of Broken Outer Cage Bars for Double Cage Induction Motors under the Startup Transient”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 48, no.5, pp. 1539-1548, Sept-Oct. 2012.
- [ANTONINO 10 2015] J. Antonino-Daviu, J. Corral-Hernandez, Vicente Climente-Alarcón, Hubert Razik, “Case Stories of Advanced Rotor Assessment in Field Motors Operated with Soft-Starters and Frequency Converters”, *Conference Record of IECON 2015, Yokohama, Japan, 2015*.
- [ANTONINO 11 2017] Jose Antonino-Daviu, Hubert Razik, Alfredo Quijano-Lopez, Vicente Climente-Alarcon, “Detection of rotor faults via transient analysis of the external magnetic field”, *Conference Record of IECON 2017, Beijing, China, 2017*.
- [ANTONINO 12 2016] Jose A Antonino Daviu, “Apuntes Mantenimiento de máquinas e Instalaciones Eléctricas”, *Master Universitario en Ingeniería del Mantenimiento UPV. 2016-17*.
- [ANTONINO 13 2009] J. Antonino-Daviu, P. Jover Rodriguez, M. Riera-Guasp, M. Pineda-Sánchez, A. Arkkio, “Detection of Combined Faults in Induction Machines with Stator Parallel Branches through the DWT of the startup current” *Mechanical Systems and Signal Processing*, Elsevier, vol. 23, no. 7, pp. 2336-2351, Oct. 2009.
- [ANTONINO 14 2017] Aurelien Prudhom, Jose Antonino-Daviu, Hubert Razik, Vicente Climente-Alarcon, “Time-frequency vibration analysis for the detection of motor damages caused by bearing currents”, *Mechanical Systems and Signal Processing*, Volume 84, Part A, 1 February 2017, Pages 747-762.

- [ANTONINO 15 2014] Jose A . Antonino-Daviu, Sang Bin Lee, Ernesto Wiedenbrug, "Reliable Detection of Rotor Bar Failures in Induction Motors operating in Petrochemical plants", in Proc. of Petroleum & Chemical Industry Committee 2014, Amsterdam, The Netherlands, June 2014.
- [ANTONINO 16 P2016] Jose Antonino-Daviu, A. Quijano-López, V. Fuster-Roig, C. Nevot, "Case Stories of Induction Motors Fault Diagnosis Based on Current Analysis", 13th Petroleum and Chemical Industry Conference Europe (PCIC Europe 2016), Berlin (GERMANY), June 2016.
- [ANTONINO 17 2016] Jose A Antonino Daviu, "Apuntes del curso Técnicas para el Mantenimiento Predictivo de Motores Eléctricos", Preditec-UPV, Zaragoza, 2016.
- [ANTONINO 18 2016] Jose Antonino-Daviu, J. Pons-Llinares and Sang Bin Lee, "Advanced Rotor fault Diagnosis for High Voltage Induction Motors via Continuous Transforms" in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 52, no. 5, pp. 4503-4509, Sept.-Oct. 2016.
- [ANTONINO 19 2007] Jose A. Antonino-Daviu, Jan Rusek, Martin Riera-Guasp, Jose Roger-Folch and Vicente Climente, "Case Histories in large motors: Diagnosis of electromechanical faults through extraction of characteristic components during the startup" 6 th IEEE International Symposium on Diagnostics, Electric Machines, Power Electronics and Drives SDEMPED 07, Krakow,Poland, Sep. 2007.
- [ANTONINO 20 2015] J. A. Antonino-Daviu, J. Pons-Llinares, Sungsik Shin, Kun Wang Lee and Sang Bin Lee, "Reliable detection of induction motor rotor faults under the influence of rotor core magnetic anisotropy," in Proc.of the 2015 IEEE 10th International Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives (SDEMPED), Guarda, 2015, pp. 14-21.
- [ANTONINO 21 2006] Jose A Antonino Daviu, "Diagnóstico de roturas de barra y otras averías electromecánicas en máquinas de inducción mediante el estudio del transitorio de arranque con la transformada Wavelet", Tesis Doctoral, Universitat Politecnica de Valencia, Sept. 2006.
- [ANTONINO 22 2015] Jose A Antonino-Daviu, "Application of advanced signal processing techniques to the diagnostic of induction motors", in Proceedings of the International Conference on Mechanics, Materials, Mechanical Engineering and Chemical Engineering (MMMCE 2015), Barcelona, Spain, April 2015.

- [ANTONINO 23 2006] J. Antonino-Daviu, M. Riera-Guasp, J. Roger-Folch, F. Martínez-Giménez, A. Peris, "Application and Optimization of the Discrete Wavelet Transform for the Detection of Broken Rotor Bars in Induction Machines". Applied and Computational Harmonic Analysis, Elsevier, vol. 21, pp. 268-279, September 2006.
- [AREATECNOLOGIA] Areatecnologia.com.
- [BAGAVATHIAPPAN 2013] S. Bagavathiappan, B.B. Lahiri, T. Saravanan, John Philip, T. Jayakumar, "Infrared thermography for condition monitoring – A review," Infrared Physics & Technology, vol. 60, pp. 35-55, Sep. 2013.
- [BELLINI 1 2002] A. Bellini, et al., "On-field experience with on-line diagnosis of large induction motors cage failures using MCSA," IEEE Trans. on Ind. Appl., pp. 1045-1053, vol. 38, no. 4, July/Aug. 2002.
- [BELLINI 2 2006] A. Bellini, C. Concari, G. Franceschini, C. Tassoni and A. Toscani, "Vibrations, currents and stray flux signals to asses induction motors rotor conditions", IECON 2006 - 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics, Paris, 2006, pp. 4963-4968.
- [BENBOUZID 2000] M. H. Benbouzid, "A review of induction motors signature analysis as a medium for faults detection" IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 47, No. 5, October 2000.
- [BLODT 1 2004] Martin Blödt, Pierre Granjon, Bertrand Raison, Gilles Rostaing. Models for bearings damage detection in induction motors using stator current monitoring. IEEE. IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE 2004), 2004, Ajaccio, France. IEEE, 1, pp.383- 388, 2004.
- [BLODT 2 2009] M. Blödt, J. Regnier y J. Faucher, «Distinguishing Load Torque Oscillations and Eccentricity Faults in Induction Motors Using Stator Current Wigner Distributions,» IEEE Trans. Ind. Appl. vol. 45, nº 6, 2009, pp. 1991-2000, 2009.
- [BOCKSTETTE 2007] J. Bockstette, E. Stolz and E. Wiedenbrug, "Upstream Impedance Diagnostic for Three Phase Induction Motors," IEEE International Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics & Drives, SDEMPED 2007, Krakow, Poland.
- [BONALDI 2012] E.L. Bonaldi, L. E. de Lacerda de Oliveira, J. G. Borges da Silva, G. Lambert-Torres and L. E. Borges da Silva, "Predictive Maintenance by Electrical Signature Analysis to Induction Motors", Capítulo 20 del libro "Induction Motors - Modelling and Control", InTechOpen, 2012, pp. 487-520.



- [BRIZ 1 2008] F. Briz, M. W. Degner, P. Garcia, and D. Bragado, "Broken rotor bar detection in line-fed induction machines using complex wavelet analysis of startup transients," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 44, no. 3, pp. 760–768, May/Jun. 2008.
- [BRIZ 2 2009] Fernando Briz, Michael W. Degner, Juan M. Guerrero, Pablo García, "Stator Windings Fault Diagnostics of Induction Machines Operated From Inverters and Soft-Starters Using High-Frequency Negative-Sequence Currents", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 45, no. 5, September/October 2009.
- [BURRUS 1998] C.S. Burrus, R.A. Gopinath and H. Guo, *Introduction to Wavelets and Wavelet Transforms a primer*, Prentice Hall, 1998.
- [CAMERON 1986] J.R. Cameron, W.T. Thomson and A.B. Dow, "Vibration and current monitoring for detecting airgap eccentricity in large induction motors", *IEE Proceedings*, pp 142-148, vol. 133, pt. B, no. 3, May 1986.
- [CARDOSO 1989] A. J. M. Cardoso and E. S. Saraiva, "On-line condition monitoring of kinetic-electronic systems," *IEEE MELECON '89*, pp. 65-68, 1989.
- [CEBAN 2012] A. Ceban, R. Pusca and R. Romary, "Study of Rotor Faults in Induction Motors Using External Magnetic Field Analysis", *IEEE Trans. Ind. Electronics*, vol. 59, no. 5, pp. 2082-2093, 2012.
- [CHERIF 2017] H. Cherif, A. Menacer, R. Romary, R. Pusca, "Dispersion field analysis using Discrete Wavelet Transform for inter-turn stator fault detection in Induction Motors", in *proc. of the 11th IEEE International Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives, SDEMPED2017*, Tinos, Greece. Sep 2017.
- [CLIMENTE-ALARCON 1 2009] V. Climente-Alarcon, J. A. Antonino-Daviu, M. Riera, R. Puche-Panadero y L. A. Escobar, Wigner-Ville Distribution for the Detection of High Order Harmonics due to Rotor Asymmetries, in *IEEE International Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives, SDEMPED*, Cargese, 2009.
- [CLIMENTE-ALARCON 2 2010] V. Climente-Alarcón, J.A. Antonino-Daviu, M.Riera-Guasp, R. Puche, "Disgnosis of Stator Short-Circuits through Wigner-Ville transient-Based Analysis", in the *35th Annual Meeting of the IEEE Industrial Electronics Society, IECON*, Phoenix, USA, 2010.
- [CLIMENTE-ALARCON 3 2012] V. Climente-Alarcón, J. Antonino-Daviu, M.- Riera-Guasp, R. Puche-Panadero and L. Escobar, "Application of the Wigner-Ville distribution for the detection of rotor asymmetries and eccentricity through high-order harmonics", *Electric Power Systems Research*, Elsevier, vol. 91, pp. 28-36, October 2012.



- [CLIMENTE-ALARCON 4 2014] V. Climente-Alarcon, J.A. Antonino-Daviu, M. Riera-Guasp, M. Vlcek, "Induction Motor Diagnosis by Advanced Notch FIR Filters and the Wigner–Ville Distribution," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol.61, no.8, pp.4217,4227, Aug. 2014.
- [CORRAL-HERNANDEZ 1 2015] J. A. Corral-Hernandez, J. Antonino-Daviu, J. Pons-Llinares, V. Climente-Alarcon and V. Francés-Galiana, "Transient-Based Rotor Cage Assessment in Induction Motors Operating With Soft Starters," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 51, no. 5, pp. 3734-3742, Sept.-Oct. 2015.
- [CORRAL-HERNANDEZ 2 2016] J. Corral-Hernandez and J. Antonino-Daviu, "Startup-based rotor fault detection in soft-started induction motors for different soft-starter topologies," *IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Florence, 2016, pp. 6977-6982.
- [CORRAL-HERNANDEZ 3 2015] J. Corral-Hernández, J. Antonino-Daviu; F. Martínez-Giménez; A. Peris "Comparison of different wavelet families for broken bar detection in induction motors". *Industrial Technology (ICIT)*, 2015 IEEE International Conference, 17-19 March 2015, Seville, Spain.
- [CRUZ 2001] S. M. A. Cruz and A. J. M. Cardoso, "Stator winding fault diagnosis in three-phase synchronous and asynchronous motors, by the extended Park's vector approach," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 37, No. 5, pp. 1227-1233, 2001.
- [CUBERT 1992] J.M. Cubert, "Use of electronic controllers in order to increase the service life on asynchronous motors", *Proc. European seminar on electro-technologies for industry*, Bilbao, May 1992, pp.393-404.
- [DANFOSS 2013] Danfoss Drives, "Basic Harmonics", Online Web Training Module, Revision 002, Enero 2013.
- [DELEROI 1982] W. Deleroi, "Squirrel cage motor with broken bar in the rotor – Physical phenomena and their experimental assessment", *Proc. ICEM'82*. Budapest, Hungary, 1982, pp. 767-770.
- [DELGADO-ARREDONDO 2017] Paulo Antonio Delgado-Arredondo, Daniel Morinigo-Sotelo, Roque Alfredo Osornio-Rios, Juan Gabriel Avina-Cervantes, Rene de Jesus Romero-Troncoso, "Methodology for fault detection in induction motors via sound and vibration signals", *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 83, Jan 2017, pp. 568-589.
- [DEMERDASH 2008] Demerdash, N.A. O.; Sayed-Ahmed, A.; Sizov, G.Y.; Yeh, C.; "Analysis and Diagnostics of Adjacent and Nonadjacent Broken Rotor Bar Faults in Squirrel-Cage Induction Machines" *IEEE Transactions on Industrial Electronics*.

- [DLAMINI 2014] M. Dlamini P. S. Barendse A. M. Khan "Detecting faults in inverter-fed induction motors during startup transient conditions", Proc. IEEE Energy Convers. Congr. Expo. pp. 3131-3138, Sep. 2014.
- [EATON 2010] Technical Paper Eaton, Jörg Randermann, "Starting and control of three-phase asynchronous motors". 2010.
- [ELTABACH 2004] Eltabach, A. Charara, and I. Zein, "A comparison of external and internal methods of signal spectral analysis for broken rotor bars detection in induction motors," IEEE Trans. Ind. Electr., vol. 51, no. 1, pp. 107– 121, Feb. 2004.
- [ESTIMA 1 2011] J. O. Estima and A. J. M. Cardoso, "A new approach for real-time multiple open-circuit fault diagnosis in voltage source inverters," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 47, no. 6, pp. 2487– 2494, Nov./Dec. 2011.
- [ESTIMA 2 2013] J. O. Estima and A. J. M. Cardoso, "A new algorithm for real-time multiple open-circuit fault diagnosis in voltage-fed PWM motor drives by the reference current errors," IEEE Trans. Ind. Electr., vol. 60, no. 8, pp. 3496–3505, Aug. 2013.
- [FAIZ 2014] J. Faiz, V. Ghorbanian and B. M. Ebrahimi, "EMD-Based Analysis of Industrial Induction Motors With Broken Rotor Bars for Identification of Operating Point at Different Supply Modes," in IEEE Transactions on Industrial Informatics, vol. 10, no. 2, pp. 957-966, May 2014.
- [FERNANDEZ-CABANAS 1998] M. Fernández Cabanas, M. García Melero, G. Alonso Orcajo, J.M. Cano Rodríguez, J. Solares Sariego, "Técnicas para el mantenimiento y diagnóstico de máquinas eléctricas rotativas". Ed. Marcombo. 1998.
- [FERNANDEZ-CAVERO 2017] V. Fernandez-Cavero, D. Morinigo-Sotelo, O. Duque-Perez and J. Pons-Llinares, "A Comparison of Techniques for Fault Detection in Inverter-Fed Induction Motors in Transient Regime," in IEEE Access, vol. 5, no. , pp. 8048-8063, 2017.
- [FILIPPETTI 1998] F. Filippetti, G. Franceschini, C. Tassoni, P. Vas, "AI techniques in induction machines diagnosis including the speed ripple effect", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 34, No. 1, January/february 1998, pp 98-108.
- [FREIRE 2013] N. M. A. Freire, J. O. Estima, and A. J. M. Cardoso, "Open-circuit fault diagnosis in PMSG drives for wind turbine applications," IEEE Trans. Ind. Elec., vol. 60, no. 9, pp. 3957–3967, Sept. 2013.

- [GAO 2008] Z. Gao, T. G. Habetler, R. G. Harley, and R. S. Colby, "A sensorless rotor temperature estimator for induction machines based on a current harmonic spectral estimation scheme," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 1, pp. 407–416, Jan. 2008.
- [GARCIA-CALVA 2017] T. A. Garcia-Calva, D. Morinigo-Sotelo and R. de Jesus Romero-Troncoso, "Non-Uniform Time Resampling for Diagnosing Broken Rotor Bars in Inverter-Fed Induction Motors," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 3, pp. 2306-2315, March 2017.
- [GARCIA-PEREZ 2014] A. Garcia-Perez, O. Ibarra-Manzano and R. J. Romero-Troncoso, "Analysis of partially broken rotor bar by using a novel empirical mode decomposition method," *IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Dallas, TX, 2014, pp. 3403-3408.
- [GARCIA-RAMIREZ 2014] Armando Guadalupe Garcia-Ramirez, Luis Alberto Morales-Hernandez, Roque Alfredo Osornio-Rios, Juan Primo Benitez-Rangel, Arturo Garcia-Perez, Rene de Jesus Romero-Troncoso, "Fault detection in induction motors and the impact on the kinematic chain through thermographic analysis", *Electric Power Systems Research*, Vol. 114, Sep. 2014, pp. 1-9.
- [GEORGOULAS 1 2014] George Georgoulas, Ioannis P. Tsoumas, Jose Alfonso Antonino-Daviu, Vicente Climente-Alarcón, Chrysostomos D. Stylios, Epaminondas D. Mitronikas, Athanasios N. Safacas, "Automatic Pattern Identification Based on the Complex Empirical Mode Decomposition of the Startup Current for the Diagnosis of Rotor Asymmetries in Asynchronous Machines," in *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 9, pp. 4937-4946, Sept. 2014.
- [GEORGOULAS 2 2015] George Georgoulas; Petros Karvelis; Chrysostomos D. Stylios; Ioannis P. Tsoumas; Jose Alfonso Antonino-Daviu; Jesús Corral-Hernández; Vicente Climente-Alarcón; George Nikolakopoulos, "Automatizing the detection of rotor failures in induction motors operated via soft-starters," *IECON 2015 - 41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Yokohama, 2015, pp. 003743-003748.
- [GHORBANIAN 2015] V. Ghorbanian J. Faiz "A survey on time and frequency characteristics of induction motors with broken rotor bars in line-start and inverter-fed modes", *Mech. Syst. Signal Processing*, vol. 54 pp. 427-456 Mar. 2015.
- [GILL 2009] P. Gill, *Electrical Power Equipment Maintenance and Testing*, Second Edition, CRC Press, Taylor & Francis Group, U.S., 2009.

- [GYFTAKIS 1 2016] K. N. Gyftakis, J. A. Antonino-Daviu, R. Garcia-Hernandez, M. D. McCulloch, D. A. Howey and A. J. Marques Cardoso, "Comparative Experimental Investigation of Broken Bar Fault Detectability in Induction Motors," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 52, no. 2, pp. 1452-1459, March-April 2016.
- [GYFTAKIS 2 2016] Konstantinos N. Gyftakis, Jose A. Antonino-Daviu, Antonio J. Marques Cardoso, "A Reliable Indicator to Detect Non-Adjacent Broken Rotor Bars Severity in Induction Motors" in proceedings of the XXIIth International Conference on Electrical Machines (ICEM 2016), Lausanne, Switzerland, Sept. 2016.
- [GYFTAKIS 3 2017] Konstantinos N. Gyftakis, Antonio J. Marques Cardoso, Jose A. Antonino-Daviu, "Introducing the Filtered Park's and Filtered Extended Park's Vector Approach to detect broken rotor bars in induction motors independently from the rotor slots number", Mechanical Systems and Signal Processing, Volume 93, 1 September 2017, Pages 30-50.
- [HADDAD 2015] R. Z. Haddad, C. A. Lopez, J. Pons-Llinares, J. Antonino-Daviu and E. G. Strangas, "Outer race bearing fault detection in induction machines using stator current signals," 2015 IEEE 13th International Conference on Industrial Informatics (INDIN), Cambridge, 2015, pp. 801-808.
- [HENAO 2003] H.Henao, C.Demian, G.A.Capolino, "A Frequency Domain Detection of Faults In Induction Machines Using an External Flux Sensor", IEEE Trans. Ind. Appl., Vol.39, No.5, Sept./Oct.2003, pp.1272-1279.
- [IEEE 1 1997] IEEE recommended practice for the design of reliable industrial and commercial power systems. IEEE Standard 493–1997 [IEEE Gold Book].
- [IEEE 2 2007] IEEE guide for induction machinery maintenance and testing and failure analysis, IEEE Standard 1415-2006, April 2007.
- [ISHKOVA 2016] L. Ishkova, O. Vitek, "Detection and classification of faults in induction motor by means of motor current signature analysis and stray flux monitoring", Przegląd Elektrotechniczny, R.92,NR 4/2016.
- [JADIN 2012] M. S. Jadin, S. Taib, "Recent progress in diagnosing the reliability of electrical equipment by using infrared thermography," Infrared Physics & Technology, vol. 55, no. 4, pp. 236-245, July 2012.
- [KARVELIS 2015] Petros Karvelis; George Georgoulas; Chrysostomos D Stylios; Ioannis P. Tsoumas; Jose Alfonso Antonino-Daviu; Jesús Corral-Hernández; Vicente Climente-Alarcón; George Nikolakopoulos, "Symbolic time series analysis of the soft starting transient in induction machines," 2015 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT), Seville, 2015, pp. 3243-3248.

- [KHEZZAR 2005] A. Khezzar, M.Y. Kaikaa, M. Boucherma, "Analytical investigation of rotor slot harmonics in a three phase induction motor with broken rotor bars" in proc. of the 2005 European Conference on Power Electronics and Applications. Dresden. Germany.
- [KIA 1 2011] S. H. Kia, H. Henao, and G. A. Capolino, "Some digital signal processing techniques for induction machines diagnosis," in Proc. SDEMPED, 2011, pp. 322–329.
- [KIA 2 2016] S. H. Kia, H. Henao and G. A. Capolino, "Fault Index Statistical Study for Gear Fault Detection Using Stator Current Space Vector Analysis," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 52, no. 6, pp. 4781-4788, Nov.-Dec. 2016.
- [KIANI 2011] X. R. Kiani, F. Betin, V. Lanfranchi, A. Yazidi, and G. A. Capolino, "Intelligent sensorless speed control of six-phase induction machine," in Proc. IECON, 2011, pp. 4198–4203.
- [KRAL 2000] C. Kral, R. S. Wieser, F. Pirker y M. Shagginger, «Sequences of field-oriented control for the detection of faulty rotor bars in induction machines—the Vienna Monitoring Method,» IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 47, nº 5, pp. 1042-1050, 2000.
- [LEI 2013] Yaguo Lei, Jing Lin, Zhengjia He, Ming J. Zuo, "A review on empirical mode decomposition in fault diagnosis of rotating machinery", Mechanical Systems and Signal Processing, Volume 35, Issues 1–2, February 2013, Pages 108-126.
- [LEBAROUD 2009] A. Lebaroud y G. Clerc, «Accurate diagnosis of induction machine faults using optimal time–frequency representations,» Engineering Applications of Artificial Intelligence, vol. 22, nº 4-5, June 2009, pp. 815-822.
- [LEE 1 2013] S. Lee, J. Hong, S. B. Lee, E. J. Wiedenbrug, M. Teska and H. Kim, "Evaluation of the Influence of Rotor Axial Air Ducts on Condition Monitoring of Induction Motors," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 49, no. 5, pp. 2024-2033, Sept.-Oct. 2013.
- [LEE 2 2013] S.B. Lee, E. Wiedenbrug, K. Younsi, "ECCE 2013 Tutorial: Testing and Diagnostics of Induction Machines in an Industrial Environment", presented at ECCE 2013, Denver, CO, USA, Sep 2013.
- [LOPEZ-PEREZ 2017] D. Lopez-Perez; J. Antonino-Daviu, "Application of infrared thermography to failure detection in industrial induction motors: case stories," in IEEE Transactions on Industry Applications, In press, 2017.
- [MALLAT 1999] S. Mallat, A Wavelet Tour of Signal Processing. New York: Academic Press, 1999.

- [MAÑANA 2011] M. Manana, A. Arroyo, A. Ortiz, C.J. Renedo, S. Perez, F. Delgado, "Field winding fault diagnosis in DC motors during manufacturing using thermal monitoring," *Applied Thermal Engineering*, vol. 31, no.5, pp. 978-983, Apr 2011.
- [MARZEBALI 2018] M. Hoseintabar Marzebali, J. Faiz, G. A. Capolino, S. Hedayati Kia and H. Henao, "Gear Fault Detection Based on Stator Current and Mechanical Torque Signatures of Wound Rotor Induction Generator," in *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. PP, no. 99, pp. 1-1.
- [MARTINEZ 2016] Javier Andrés Martínez Román, Juan Pérez Cruz, Manuel Pineda Sánchez, "Ensayos de máquinas eléctricas". Ed. UPV. 2016.
- [MATLAB 2013] Matlab Tutorial 2013.
- [MERINO 2016] José María Merino Azcárraga, "Arranque industrial de motores asíncronos". Ed. Mc Graw Hill, 2016.
- [MOHANTY 2015] A.R. Mohanty, S. Fatima, "Shaft misalignment detection by thermal imaging of support bearings," *IFAC-PapersOnLine*, vol. 48, no. 21, 2015, pp. 554-559.
- [MORENA 2012] J. de la Morena Cancela, "Eficiencia energética en motores eléctricos. Normativa IEC 60034-30", II Congreso de Eficiencia Energética, Madrid, Octubre 2012.
- [MOTA 2013] Antonio A. Mota Villar, "Estudio de la termografía infrarroja como técnica de diagnóstico de averías en motores eléctricos de inducción", Tesina de Master, Universitat Politecnica de Valencia, 2013.
- [O'DONNELL 1985] P. O'Donnell, "Report of large motor reliability survey of industrial and commercial installations, Part I," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-21, no. 4, pp. 853-864, July/August 1985.  
P. O'Donnell, "Report of large motor reliability survey of industrial and commercial installations, Part II," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-21, no. 4, pp. 865-872, July/August 1985.
- [OMRON 2012] Information Common to the G3J-T, G3J-S, and G3J OMRON (2012).
- [OLIVEIRA 2011] L. M. R. Oliveira and A. J. M. Cardoso, "Power transformers winding fault diagnosis by the on-load exciting current Park's vector approach," *Electric Power Systems Research*, Vol. 81, No. 6, pp. 1206-1214, 2011.

- [ORDAZ-MORENO 2008] A. Ordaz-Moreno, R. de Jesus Romero-Troncoso, J. A. Vite-Frias, J. R. Rivera-Gillen and A. Garcia-Perez, "Automatic Online Diagnosis Algorithm for Broken-Bar Detection on Induction Motors Based on Discrete Wavelet Transform for FPGA Implementation," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 55, no. 5, pp. 2193-2202, May 2008.
- [PARK 1 2010] J. Park, B. Kim, J. Yang, K. Lee, S.B. Lee, E.J. Wiedenbrug, M. Teska, and S. Han, "Evaluation of the Detectability of Broken Rotor Bars for Double Squirrel Cage Rotor Induction Motors," in proc. of the IEEE ECCE, pp. 2493-2500, Sept. 2010.
- [PARK 2 2017] Y. Park, M. Jeong, S. B. Lee, J. A. Antonino-Daviu and M. Teska, "Influence of Blade Pass Frequency Vibrations on MCSA-Based Rotor Fault Detection of Induction Motors," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 53, no. 3, pp. 2049-2058, May-June 2017.
- [PEZZANI 2010] C. M. Pezzani, P. D. Donolo, A. M. Castellino, G. R. Bossio and C. H. De Angelo, "A New Approach to the Park's Vector for Broken Bars and Load Oscillation Diagnosis on IM," 2010 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT), pp. 1221-1226, 2010.
- [PICAZO-RODENAS 2015] M.J. Picazo-Rodenas, J. Antonino-Daviu, V. Climente-Alarcon, R. Royo-Pastor, A. Mota-Villar, "Combination of Noninvasive Approaches for General Assessment of Induction Motors," IEEE Transactions on Industry Applications, vol.51, no.3, pp.2172-2180, May/Jun. 2015.
- [PICOT 2017] A. Picot, E. Fournier, J. Régnier, M. TientcheuYamdeu, J. M. Andréjak and P. Maussion, "Statistic-Based Method to Monitor Belt Transmission Looseness Through Motor Phase Currents," in IEEE Transactions on Industrial Informatics, vol. 13, no. 3, pp. 1332-1340, June 2017.
- [PINEDA 2008] Manuel Pineda Sánchez, Juan Pérez Cruz, "Características industriales de motores de inducción de jaula de ardilla" Ed. UPV. 2008.
- [POLIKAR 2006] Robi Polikar, "The engineer's ultimate guide to wavelet analysis". 2006.
- [PONS-LLINARES 1 2011] J. Pons-Llinares, J.A. Antonino-Daviu, M. Riera-Guasp, M. Pineda-Sanchez and V. Climente-Alarcon, "Induction Motor Diagnosis based on a Transient Current Analytic Wavelet Transform via Frequency B-Splines", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.58, no.5, pp.1530-1544, May 2011.
- [PONS-LLINARES 2 2012] J. Pons-Llinares, V. Climente-Alarcón, F. Vedreño-Santos, J. Antonino-Daviu, and M. Riera-Guasp, "Electric Machines Diagnosis Techniques via Transient Current Analysis," Conference Record of IECON, 2012, Montreal, Canada, 2012.



- [PONS-LLINARES 3 2013] J. Pons-Llinares, "Metodología para el diagnóstico de averías en motores de inducción mediante el análisis de corrientes estatísticas transitorias utilizando átomos tiempo-frecuencia". Tesis Doctoral. 2013. Accesible en: <https://riunet.upv.es/handle/10251/27555>.
- [PONS-LLINARES 4 2014] J. Pons-Llinares, D. Morinigo-Sotelo, O. Duque-Perez, J. Antonino-Daviu and M. Perez-Alonso, "Transient detection of close components through the chirplet transform: Rotor faults in inverter-fed induction motors," IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Dallas, TX, 2014, pp. 3386-3392.
- [PONS-LLINARES 5 2015] J. Pons-Llinares, J.A. Antonino-Daviu, M. Riera-Guasp, Sang Bin Lee, Tae-June Kang, Chanseung Yang, "Advanced Induction Motor Rotor Fault Diagnosis Via Continuous and Discrete Time-Frequency Tools," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.62, no.3, pp. 1791-1802, Mar. 2015.
- [RAJAGOPALAN 1 2006] S. Rajagopalan; J. M. Aller; J. A. Restrepo; T. G. Habetler; R. G. Harley, Detection of Rotor Faults in Brushless DC Motors Operating Under Nonstationary Conditions, IEEE Trans. Ind. Appl. Vol. 42, no. 6, 2006, pp. 1464-1477.
- [RAJAGOPALAN 2 2008] Rajagopalan, J.M.; Restrepo, S.; Aller, J.A.; Habetler, T.G.; Harley, R.G., Nonstationary Motor Fault Detection Using Recent Quadratic Time-Frequency Representations, IEEE Trans. Ind. Appl. Vol. 44, no. 3, 2008, pp.735-744.
- [RANDERMANN 2010] J. Randermann, "Starting and control of three-phase asynchronous motors," Technical paper. Eaton Corporation- Electrical Sector EMEA 2010.
- [RASHID 1995] Muhammad H. Rashid. "Electronica de Potencia". Prentice Hall Inc. 1995.
- [REBT 2002] Reglamento Electrotécnico de Baja Tensión (REBT), 2002.
- [RIERA-GUASP 1 2008] M. Riera-Guasp, J. Antonino-Daviu, M. Pineda-Sanchez, J. Perez-Cruz and R. Puche-Panadero. "A general approach for the transient detection of slip-dependant fault components based on the Discrete Wavelet Transform" IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 55, no. 12, pp.4167-4180. December 2008.
- [RIERA-GUASP 2 2010] M. Riera-Guasp, M. Fernández Cabanas, J. Antonino-Daviu, M. Pineda-Sánchez, C. H. Rojas, "Influence of not-Consecutive Bar Breakages in Motor Current Signature Analysis for the Diagnosis of Rotor Faults in Induction Motors", IEEE Transactions on Energy Conversion, vol.25, no.1, pp.80-89, March 2010.



- [RIERA-GUASP 3 2011] M. Riera-Guasp, J. Pons-Llinares, F. Vedreno-Santos, J.A. Antonino-Daviu, M. Fernandez Cabanas, "Evaluation of the amplitudes of high-order fault related components in double bar faults," in proc. of the 8th IEEE International Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives, SDEMPED 2011, Bologna, Italy, September 2011.
- [RIERA-GUASP 4 2015] M. Riera-Guasp, J. A. Antonino-Daviu and G. A. Capolino, "Advances in Electrical Machine, Power Electronic, and Drive Condition Monitoring and Fault Detection: State of the Art," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 62, no. 3, pp. 1746-1759, March 2015.
- [ROMARY 2013] R. Romary, R. Pusca, J. P. Lecointe and J. F. Brudny, "Electrical machines fault diagnosis by stray flux analysis," 2013 IEEE Workshop on Electrical Machines Design, Control and Diagnosis (WEMDCD), Paris, 2013, pp. 247-256.
- [ROMERO-TRONCOSO 1 2017] R. de Jesus Romero-Troncoso, "Multirate Signal Processing to Improve FFT-Based Analysis for Detecting Faults in Induction Motors," in IEEE Transactions on Industrial Informatics, vol. 13, no. 3, pp. 1291-1300, June 2017.
- [ROMERO-TRONCOSO 2 2011] Rene J. Romero-Troncoso; Ricardo Saucedo-Gallaga; Eduardo Cabal-Yepez; Arturo Garcia-Perez; Roque A. Osornio-Rios; Ricardo Alvarez-Salas; Homero Miranda-Vidales; Nicolas Huber, "FPGA-Based Online Detection of Multiple Combined Faults in Induction Motors Through Information Entropy and Fuzzy Inference," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 58, no. 11, pp. 5263-5270, Nov. 2011.
- [ROSERO 1 2007] J. Rosero, J. Cusido, A. Garcia-Espinosa, J. A. Ortega y L. Romeral, «Broken Bearings Fault Detection for a Permanent Magnet Synchronous Motor under non-constant working conditions by means of a Joint Time Frequency Analysis,» in Industrial Electronics, 2007. ISIE 2007. IEEE International Symposium on, 2007.
- [ROSERO 2 2009] J. A. Rosero, L. Romeral, J. A. Ortega y E. Rosero, "Short-Circuit Detection by Means of Empirical Mode Decomposition and Wigner–Ville Distribution for PMSM Running Under Dynamic Condition," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 56, no. 11, 2009, pp. 4534-4547.
- [SAUCEDO-DORANTES 2017] J. J. Saucedo-Dorantes, M. Delgado-Prieto, R. A. Osornio-Rios and R. de Jesus Romero-Troncoso, "Multifault Diagnosis Method Applied to an Electric Machine Based on High-Dimensional Feature Reduction," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 53, no. 3, pp. 3086-3097, May-June 2017.

- [SHIN 2014] S. Shin, J. Kim, S.B. Lee, and C. Lim, "Evaluation of the Influence of Rotor Magnetic Anisotropy on Condition Monitoring of 2 Pole Induction Motors," Proc. of IEEE ECCE, Sept. 2014.
- [SCHNEIDER 2013] Product datasheet Characteristics ATS01N109FT. 2013 Schneider Electric.
- [SCHNEIDER 2008] Schneider Electric, "Criterios de instalación de variadores de velocidad HHP", Marc Mas, Jornada HHP, Junio 2008. Disponible en: <http://www.schneiderelectric.es/documents>.
- [SCHOEN 1997] R. R. Schoen and T.G. Habetler. "Evaluation and Implementation of a System to Eliminate Arbitrary Load Effects in Current-Based Monitoring of Induction Machines," IEEE Trans. Ind. Appl., vol.33, no. 6, pp. 1571-1577, November/December 1997.
- [SLESZYNSKI 2009] W. Sleszynski, J. Nieznanski, and A. Cichowski, "Open-transistor fault diagnostics in voltage source inverters by analyzing the load currents," IEEE Trans. Ind. Electr., vol. 56, no. 11, pp. 4681–4688, Nov. 2009.
- [SOBCZYK 2005] T.J. Sobczyk, W. Maciolek "Does the component  $(1-2s)f_0$  in stator current is sufficient for detection of rotor cage faults?" Proc. International Symposium on diagnostic for electrical machines, power electronics and Drives, SDEMPED 2005, Vienna, September 2005. CD-ROM.
- [STEFANI 2009] A. Stefani, A. Bellini, and F. Filippetti, "Diagnosis of induction machines' rotor faults in time-varying conditions," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 56, no. 11, pp. 4548–4556, Nov. 2009.
- [SIEMENS 2010] Manual Siemens, "Soft starters Sirius 3RW30/3RW40". Manual 10/2010 Industrial.
- [SUPANGAT 2006] R. Supangat, N. Ertugrul, W. L. Soong, D. A. Gray, C. Hansen, and J. Grieger, "Detection of broken rotor bars in induction motor using starting-current analysis and effects of loading," IEE Proc. Electr. Power Appl., vol. 153, no. 6, pp. 848–855, Nov. 2006.
- [THOMSON 1 1992] W.T. Thomson, "On-line current monitoring – the influence of mechanical loads or a unique rotor design on the diagnosis of broken rotor bars in induction motors," Proc. of ICEM92, pp. 1236-1240.
- [TALLAM 2007] R.M. Tallam, S.B. Lee, G.C. Stone, J.Y. Yoo, G.B. Kliman, T.G. Habetler, and R.H. Harley, "A Survey of Methods for Detection of Stator Related Faults in Induction Machines," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 43, no. 4, pp. 920-933, July/August 2007.

- [THOMSON 2 2001] W.T. Thomson, M. Fenger, "Current signature analysis to detect induction motor faults", IEEE Industry Applications Magazine, July/August 2001, pp. 26-34.
- [THOMSON 3 2017] W.T. Thomson, I. Culbert, "Current Signature Analysis for Condition Monitoring of Cage Induction Motors", IEEE Press, Wiley, New Jersey, 2017.
- [THORNSSEN 1999] O.V. Thorsen and M. Dalva, "Failure Identification and Analysis for High-Voltage Induction Motors in the Petrochemical Industry," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 35, no. 4, pp. 810-818, July/Aug. 1999.
- [UNICROM] Unicrom.com. Electronica para el aficionado y el experto.
- [UPV 2012] Apuntes Máquinas Eléctricas UPV. 2012.
- [URRESTY 2009] J. Urresty, J. Riba, J. Ortega y J. Cárdenas, «Stator Short Circuits in PMSM by Means of the Zhao-Atlas-Marks Distribution and Energy Calculation,» 13th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE '09, pp. 1-9, 2009.
- [YANG 2014] C. Yang, T-J. Kang, D. Hyun, S. Lee, J. Antonino-Daviu, J. Pons-Llinares, "Reliable Detection of Induction Motor Rotor Faults Under the Rotor Axial Air Duct Influence," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 50, no. 4, pp. 2493-2502, Jul.-Aug. 2014.
- [YOO 2009] J. Yoo, J. Yun and S.B. Lee, "Automated Monitoring of High-Resistance Connections in the Electrical Distribution System of Industrial Facilities," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 45, no. 2, Apr. 2009.
- [ZHANG 2003] Z. Zhang, Z. Ren, and W. Huang, "A novel detection method of motor broken rotor bars based on wavelet ridge," IEEE Trans. Energy Convers., vol. 18, no. 3, pp. 417-423, Sep. 2003.